TELEFUNKEN LABORBUCH

IV

RÖHREN · HALBLEITER · BAUTEILE

TELEFUNKEN LABORBUCH

BAND IV

RÖHREN · HALBLEITER · BAUTEILE

Herausgeber:

ALLGEMEINE ELEKTRICITÄTS-GESELLSCHAFT
AEG-TELEFUNKEN
FACHBEREICHE RÖHREN/HALBLEITER
Vertrieb
7900 Ulm, Söflinger Straße 100

Eine Gewähr dafür, daß die im TELEFUNKEN-LABORBUCH beschriebenen Schaltungen, Geräte und Verfahren frei von Schutzrechtsansprüchen sind, kann nicht übernommen werden.

Alle Rechte, insbesondere das Recht der Übersetzung in fremde Sprachen, vorbehalten. Nachdruck und photomechanische Wiedergabe nur mit ausdrücklicher Genehmigung des Herausgebers.

Copyright 1967 by AEG-TELEFUNKEN, 7900 Ulm

Druck: Brüder Hartmann, Berlin Printed in Germany

Das TELEFUNKEN-LABORBUCH

Was ist es?

Eine Zusammenfassung der drei in den Röhrentaschenbüchern 1964, 1965 und 1966 enthaltenen Anhänge. Die Einzelaufsätze wurden zu diesem Zweck gründlich überarbeitet oder neu gestaltet, um letzte Ergebnisse der sich stetig entwickelnden Technik berücksichtigen zu können.

Wie entstand es?

Aus der Zusammenarbeit vieler Laboringenieure. Sie steuerten die Resultate eigener theoretischer Überlegungen, experimenteller Arbeiten bei. Sie bemühten sich, Bekanntes, aber nicht immer Gegenwärtiges in eine zwar gedrängte, trotzdem übersichtliche und leicht verständliche Form zu bringen.

Kurz, sie wollten die trockenen Datentabellen der aktiven Bauelemente, also der Röhren, Halbleiter und Bauteile, durch Hinweise auf ihre Anwendung und die dazu notwendigen Grundlagen lebendig machen.

Was will es sein?

Ein Hilfsmittel für Labor, Werkstatt und Unterricht. Es will in gleicher Weise Anregungen für die Lösung spezieller Schaltaufgaben vermitteln wie auch Auskunft geben auf manche wichtige Frage der vielfältigen

Hochfrequenz- und Nachrichten-Technik,
Elektronik sowie der Elektro-Akustik.

Selbst aus der Laborpraxis entstanden, sei es ein Helfer für die Praxis in Labor und Werkstatt!

Inhalt

Seite

Genauigkeits-Kennzeichnung von Zahlen 7

Gaußsche Methode zum Lösen linearer Gleichungssysteme 9

Besselfunktionen 11

Reaktanz-Filter 19

Tiefpaß und Hochpaß 26

Umrechnung zwischen T- und Π-Schaltung
(zwischen Stern- und Dreieck-Schaltung) 35

Verformung von Rechteckimpulsen an RC-Gliedern 39

Grenzdaten-Systeme für Elektronen-Röhren 46

Licht, Farbwahrnehmung und Darstellung der Farbart 49

Mischen von Farblichtstrahlungen 62

Mischen von Gegenstandsfarben 67

Blockschaltpläne für Farbfernseh-Empfänger 70

Farbträger-Regeneratoren 76

Farb-Differenzsignale 92

Fachausdrücke zur Technik des Farb-Fernsehens 95

Doppeltriode ECC 8100 im Antennenverstärker 128

VHF-Antennenverstärker mit ECC 2000 134

VHF-Breitbandverstärker mit der Leistungs-Triode EC 8020 .. 141

PC 900, eine Neutrode für VHF-Eingangsstufen 145

Impuls-Verarbeitung mit der Röhre PCH 200 149

Video-Endstufe mit der Röhre PCL 200 155

Seite

Zweistufiger Video-Verstärker mit Silizium-Planar-Transistoren 160
Vertikal-Ablenkschaltung mit dem Transistor AD 138/50 165
Ablenkeinheiten für Fernsehbildröhren 169
Geschichtliche Entwicklung der Fernseh-Bildröhre 172
Heizstromzweig im Fernseh-Empfänger 176
ZZ 1010, eine Spannungs-Stabilisator-Röhre mit Hilfsanode.. 186
Lebensdauer-Untersuchungen an NSF-Tantalkondensatoren mit festen Elektrolyten 196
Kompensation von Änderungen der Eingangs-Admittanz bei Regelröhren 198
Bestimmen der Transistor-Rückwirkungs-Admittanz im Bereich von 30 MHz ... 150 MHz 203
Rauschsperre für FM-Empfänger 209
Transistor-Mischstufe für Stromverteilungs-Regelung 214
Aufbau des Stereo-Multiplex-Signals 222
Stereo-Rundfunk-Norm 227
Rauschen bei Stereo-Wiedergabe von Rundfunksendungen nach dem Pilotton-Verfahren 228
Übersicht über die Stereo-Decoder 235
Drei mit Transistoren bestückte Stereo-Decoder 242
Die Röhre ECC 808 in einem Stereo-Vorverstärker 255
AC 160, ein rauscharmer NF-Transistor 260
Gegentakt-B-Verstärker mit AD 152 für 4 W, 5 W und 8 W .. 267
Stabilisieren des Ruhestromes von Transistor-Gegentakt-B-Stufen gegen Temperaturschwankungen 273
Transistor-Verstärker mit Gegentakt-Endstufe ohne Ausgangs-Transformator 282

Inhalt

Seite

Genauigkeits-Kennzeichnung von Zahlen 7

Gaußsche Methode zum Lösen linearer Gleichungssysteme 9

Besselfunktionen 11

Reaktanz-Filter 19

Tiefpaß und Hochpaß 26

Umrechnung zwischen T- und Π-Schaltung
(zwischen Stern- und Dreieck-Schaltung) 35

Verformung von Rechteckimpulsen an RC-Gliedern 39

Grenzdaten-Systeme für Elektronen-Röhren 46

Licht, Farbwahrnehmung und Darstellung der Farbart 49

Mischen von Farblichtstrahlungen 62

Mischen von Gegenstandsfarben 67

Blockschaltpläne für Farbfernseh-Empfänger 70

Farbträger-Regeneratoren 76

Farb-Differenzsignale 92

Fachausdrücke zur Technik des Farb-Fernsehens 95

Doppeltriode ECC 8100 im Antennenverstärker 128

VHF-Antennenverstärker mit ECC 2000 134

VHF-Breitbandverstärker mit der Leistungs-Triode EC 8020 .. 141

PC 900, eine Neutrode für VHF-Eingangsstufen 145

Impuls-Verarbeitung mit der Röhre PCH 200 149

Video-Endstufe mit der Röhre PCL 200 155

Seite

Zweistufiger Video-Verstärker mit Silizium-Planar-Transistoren 160
Vertikal-Ablenkschaltung mit dem Transistor AD 138/50 165
Ablenkeinheiten für Fernsehbildröhren 169
Geschichtliche Entwicklung der Fernseh-Bildröhre 172
Heizstromzweig im Fernseh-Empfänger 176
ZZ 1010, eine Spannungs-Stabilisator-Röhre mit Hilfsanode.. 186
Lebensdauer-Untersuchungen an NSF-Tantalkondensatoren mit festen Elektrolyten 196
Kompensation von Änderungen der Eingangs-Admittanz bei Regelröhren 198
Bestimmen der Transistor-Rückwirkungs-Admittanz im Bereich von 30 MHz ... 150 MHz 203
Rauschsperre für FM-Empfänger 209
Transistor-Mischstufe für Stromverteilungs-Regelung 214
Aufbau des Stereo-Multiplex-Signals 222
Stereo-Rundfunk-Norm 227
Rauschen bei Stereo-Wiedergabe von Rundfunksendungen nach dem Pilotton-Verfahren 228
Übersicht über die Stereo-Decoder 235
Drei mit Transistoren bestückte Stereo-Decoder 242
Die Röhre ECC 808 in einem Stereo-Vorverstärker 255
AC 160, ein rauscharmer NF-Transistor 260
Gegentakt-B-Verstärker mit AD 152 für 4 W, 5 W und 8 W .. 267
Stabilisieren des Ruhestromes von Transistor-Gegentakt-B-Stufen gegen Temperaturschwankungen 273
Transistor-Verstärker mit Gegentakt-Endstufe ohne Ausgangs-Transformator 282

Seite

NF-Verstärker mit komplementären Transistoren in der Gegentakt-B-Endstufe 286

50 W-50 Hz-Notstrom-Aggregat mit Transistoren 302

Transistor als Schalter 307

Transistor als Schalter für Wirkbelastung 317

für kapazitive Belastung 324

für induktive Belastung 329

Vierschicht-Dioden und Vierschicht-Schalttrioden (Thyristoren) 338

Stichwörter-Verzeichnis 345

Genauigkeits-Kennzeichnung von Zahlen

Genaue Zahl und deren Kennzeichnung

Eine Zahl ist genau, wenn sie weder mit Unsicherheit behaftet ist noch auf- bzw. abgerundet wurde.

In Gleichungen kennzeichnet man genaue Zahlen durch Verwenden des Gleichheitszeichens.

Beispiele:

$$a = 10701 \qquad b = 0{,}369$$

Um sonst zu betonen, daß eine Zahl weder gerundet noch unsicher ist, kann man deren letzte Ziffer fett setzen bzw. dick schreiben, z. B.

$$a = 10701 \qquad b = 0{,}369$$

Kennzeichnen einer Ungenauigkeit oder Unsicherheit

Gerundete oder mit Unsicherheit behaftete Zahlen kennzeichnet man in Gleichungen durch Verwenden des Ungefähr-Gleich-Zeichens.

Beispiele:

$$a \approx 10700 \qquad b \approx 0{,}37$$

Aufrunden und Abrunden

Aufrunden heißt: die letzte von Null abweichende Ziffer — unter Erhöhen der links davon stehenden Ziffer um 1 — gleich Null setzen bzw. weglassen.

Man rundet **auf**, wenn die letzte Ziffer eine 6, 7, 8 oder 9 ist.

Abrunden heißt: die letzte von Null abweichende Ziffer gleich Null setzen bzw. weglassen.

Man rundet **ab**, wenn die letzte Ziffer eine 1, 2, 3 oder 4 ist.

Ist die durch die Ziffer Null zu ersetzende bzw. wegzulassende Ziffer eine 5, so rundet man

auf, wenn diese 5 durch Abrunden entstand
bzw. dadurch die vorangehende Ziffer gerade wird,

ab, wenn diese 5 durch Aufrunden entstand
bzw. die vorangehende Ziffer gerade ist.

Will man andeuten, daß eine Zahl aufgerundet und deshalb größer als die exakt richtige Zahl ist, so unterstreicht man die durch das Aufrunden um 1 erhöhte Ziffer bzw. die Ziffer Null, die durch das Erhöhen um 1 entsteht.

Will man kennzeichnen, daß eine Zahl abgerundet und deshalb kleiner als die exakt richtige Zahl ist, so setzt man über die am weitesten rechts stehengebliebene Ziffer bzw. die durch das Abrunden entstandene Ziffer Null einen Punkt.

Beispiele:

Exakt	15088	0,6677	0,9999
aufgerundet	$15090\underline{\ }$	$0'668\underline{\ }$	$1{,}000\underline{\ }$
Exakt	15084	0,6721	10002
abgerundet	$15080\dot{\ }$	$0{,}672\dot{\ }$	$10000\dot{\ }$

Festlegen des Unsicherheitsbereiches

Um den Unsicherheitsbereich festzulegen, schreibt man hinter die Zahl ihre maximalen Abweichungen.

Sind die Beträge der maximalen Abweichungen nach beiden Richtungen gleich, so schreibt man dies so:

$a = 10700 \pm 1$ ist dasselbe wie $a_{min} = 10699$ $a_{max} = 10701$

$U = 10\,\text{kV} \pm 100\,\text{V} = (10 \pm 0{,}1)\,\text{kV}$

ist dasselbe wie $U_{min} = 9{,}9\,\text{kV}$ $U_{max} = 10{,}1\,\text{kV}$

$U = 10\,\text{kV} \pm 0{,}1$ ist eine falsche Schreibweise, da die Glieder einer algebraischen Summe bezüglich der Art ihrer Einheiten durchweg übereinstimmen müssen.

Sind die Beträge der maximalen Abweichungen nach beiden Richtungen ungleich, so schreibt man dies, wie es das folgende Beispiel zeigt:

$a = 10700\ {}^{+6}_{-2}$ ist dasselbe wie $a_{min} = 10698$ $a_{max} = 10706$

Im allgemeinen bedeutet bei Dezimalzahlen die letzte von Null abweichende Ziffer, daß deren Unsicherheit maximal $\pm 0{,}5$ beträgt. ist die Unsicherheit der letzten Ziffer einer Dezimalzahl größer als $\pm 0{,}5$, so schreibt man diese Ziffer als Index.

Beispiele $17{,}8_6$ $10^6 \cdot 2{,}7_9$

Will man für eine abgerundete Zahl das Ungefähr-Gleich-Zeichen vermeiden, so schreibt man diese Zahl (gegebenenfalls unter Verwendung einer Zehnerpotenz mit ganzzahligem Exponenten als Faktor) als Dezimalzahl und setzt hinter die letzte Ziffer Punkte (meistens 3).

Beispiele

$$\pi = 3{,}14\ldots \quad \text{oder} \quad \pi \approx 3{,}14$$

$$178\,532{,}6 = 10^1 \cdot 178{,}532\,6 = 10^1 \cdot 178{,}5\ldots$$

Die Schreibweise mit den hintergesetzten Punkten ist nicht zulässig, wenn die erste der wegzulassenden Ziffern eine 6, 7, 8 oder 9 ist!

Gaußsche Methode zum Lösen linearer Gleichungssysteme

Lineares Gleichungssystem

Ein Gleichungssystem umfaßt die n voneinander unabhängigen, sich nicht widersprechenden, simultanen (dasselbe Problem betreffenden) Gleichungen, die zum Bestimmen der n darin enthaltenen Unbekannten notwendig sind.

Linear ist ein Gleichungssystem, wenn es ausschließlich aus linearen Gleichungen besteht. In linearen Gleichungen treten Unbekannte weder als Produkte noch als Potenzen, gegebenenfalls aber vervielfacht mit bekannten Faktoren (Koeffizienten) auf.

Prinzip der Gaußschen Methode

Die Gaußsche Methode zum Lösen linearer Gleichungssysteme ist nichts anderes als das in ein vorteilhaftes Schema gebrachte Additions- bzw. Subtraktionsverfahren, ergänzt durch „Sicherungen" (mitlaufende Proben). Diese Sicherungen bestehen darin, daß man für jede Gleichung die „Koeffizientensumme" bildet und mit diesen Koeffizientensummen die für die Gleichungen geltenden Rechnungen wiederholt. Das Ergebnis der Rechnung mit Koeffizientensummen muß jeweils mit der Koeffizientensumme der neu gewonnenen Gleichung übereinstimmen.

Durchgerechnetes Beispiel

Die Gaußsche Methode wird hier an einem Beispiel mit vier Unbekannten gezeigt. Die gegebenen Gleichungen wurden mit a), b), c) und d) bezeichnet. Die Bezeichnungen der hieraus folgenden weiteren Gleichungen sind e), f), g), h), i) und k).

Zunächst wird die Unbekannte x eliminiert. Zu diesem Zweck vervielfacht man die Gleichung a) erst mit dem Faktor -5, womit der Koeffizient von x entgegengesetzt gleich dem Koeffizienten von x in Gleichung b) wird. Dann addiert man die mit -5 vervielfachte Gleichung a) zur Gleichung b). Das Ergebnis ist die Gleichung e). Die vorstehend beschriebene Multiplikation und Addition wird beim Gaußschen Verfahren abschnittsweise durchgeführt:

x-Glieder:	$7 \cdot x \cdot (-5) + 35 \cdot x = 0$	nicht angeschrieben
y-Glieder:	$-3 \cdot y \cdot (-5) - 7 \cdot y = 8 \cdot y$	angeschrieben
z-Glieder:	$-5 \cdot z \cdot (-5) - 30 \cdot z = -5 \cdot z$	angeschrieben
u-Glieder:	$+6 \cdot u \cdot (-5) + 34 \cdot u = 4 \cdot u$	angeschrieben
rechte Seite:	$51 \cdot (-5) + 300 = 45$	angeschrieben.

Hiermit hat man die Gleichung e). In derselben Weise rechnet man weiter und erhält dann die Gleichungen f) und g). Die Gleichungen e), f) und g) erhalten nur noch die Unbekannten y, z und u. Durch Wiederholen dieses Verfahrens ergibt sich die Lösung, wie es das Beispiel auf der folgenden Seite erkennen läßt.

Beispiel für das Anwenden der Gaußschen Methode

Faktorenberechnung		die gegebenen Gleichungen	Koeffizientensummen
	a)	$7 \cdot x - 3 \cdot y - 5 \cdot z + 6 \cdot u = 51$	$7 - 3 - 5 + 6 + 51 = 56$
$-35 : 7 = -5$	b)	$35 \cdot x - 7 \cdot y - 30 \cdot z + 34 \cdot u = 300$	$35 - 7 - 30 + 34 + 300 = 332$
$-(-14) : 7 = 2$	c)	$-14 \cdot x + 38 \cdot y - 7 \cdot z - 3 \cdot u = 62$	$-14 + 38 - 7 - 3 + 62 = 76$
$-21 : 7 = -3$	d)	$21 \cdot x + 7 \cdot y - 16 \cdot z + 22 \cdot u = 314$	$21 + 7 - 16 + 22 + 314 = 348$

Faktorenberechnung	Gewinnen der Gleichungen	die neuen Gleichungen	Summe	mitlaufende Probe
	$a \cdot (-5) + b =$ e)	$8 \cdot y - 5 \cdot z + 4 \cdot u = 45$	52	$-280 + 332 = 52$
$-32 : 8 = -4$	$a \cdot 2 + c =$ f)	$32 \cdot y - 17 \cdot z + 9 \cdot u = 164$	188	$112 + 76 = 188$
$-16 : 8 = -2$	$a \cdot (-3) + d =$ g)	$16 \cdot y - 1 \cdot z + 4 \cdot u = 161$	180	$-168 + 348 = 180$
	$e \cdot (-4) + f =$ h)	$3 \cdot z - 7 \cdot u = -16$	-20	$-208 + 188 = -20$
$-9 : 3 = -3$	$e \cdot (-2) + g =$ i)	$9 \cdot z - 4 \cdot u = 71$	76	$-104 + 180 = 76$
	$h \cdot (-3) + i =$ k)	$17 \cdot u = 119$	136	$60 + 76 = 136$

Berechnen der vier Unbekannten:

aus Gleichung	k)	$u =$	$119 : 17 = 7$
aus Gleichung	h)	$z =$	$(49 - 16) : 3 = 11$
aus Gleichung	e)	$y =$	$(55 - 28 + 45) : 8 = 9$
aus Gleichung	a)	$x =$	$(27 + 55 - 42 + 51) : 7 = 13$

Probe:

Die für x, y, z und u erhaltenen Werte werden beispielsweise in die linke Seite der Gleichung a) eingesetzt. Die sich damit ergebende Zahl muß 51 sein.

$$7 \cdot 13 - 3 \cdot 9 - 5 \cdot 11 + 6 \cdot 7 = 91 - 27 - 55 + 42 = 133 - 82 = 51$$

Besselfunktionen

Vorbemerkung

Die Besselfunktionen (Besselsche Funktionen) sind eine spezielle Klasse der Zylinderfunktionen. Sie wurden nach dem Mathematiker Bessel (1784 ... 1846) benannt.

Besselfunktionen treten auf

beim mathematischen Beschreiben physikalischer Probleme mit Zylindersymmetrie sowie

bei Fourier-Entwicklungen von frequenzmodulierten Wechselgrößen
z. B. von $\exp\left[j \cdot m \cdot \cos\left(\omega_m \cdot t\right)\right]$ und $\exp\left[j \cdot m \cdot \sin\left(\omega_m \cdot t\right)\right]$.

Schreibweise

Man schreibt die Besselfunktion allgemein so an:

$$J_p(z)$$

Das liest man als: „Besselfunktion p-ter Ordnung von z". Die Zahl p, die die Ordnung der Besselfunktion bezeichnet, ist reell. Am wichtigsten sind $J_0(z)$ und $J_1(z)$, d. h. die Besselfunktionen der Ordnungen Null und Eins. Die unabhängige Variable (das **Argument**) ist häufig komplex. Um das anzudeuten, bezeichnet man diese Variable dann meistens mit z. Für reelles Argument verwendet man auch den Buchstaben x.

Die Ordnungszahl p kann auch gebrochen sein. In der Regel hat man es jedoch mit ganzzahligem p zu tun, wofür man dann oft anstelle von p den Buchstaben n findet.

Kurvenbilder

Für alle endlichen Werte von z ist $J_p(z)$ ebenfalls endlich. Die folgenden Kurvendarstellungen beziehen sich auf $p = n = 0, 1, 2, 3 \ldots$ und auf reelle, positive Werte des Argumentes **(Bilder 1 ... 5)**.

Bild 1 enthält $J_n(x)$ für $n = 1 \ldots 26$ bis $x = 25$ bzw. für $n = 0 \ldots 15$ bis zum zweiten Nulldurchgang von $J_n(x)$.

Bild 2 zeigt die Fortsetzung der Kurven von Bild 1 für den Bereich zwischen zweitem und viertem Nulldurchgang von $J_n(x)$ für $n = 0 \ldots 9$, ebenfalls bis $x = 25$.

Bild 3 und **Bild 4** bringen für $n = 5 \ldots 11$ die weiteren Fortsetzungen von $J_n(x)$ bis $x = 25$.

Bild 5 ist auf die Besselfunktionen der Ordnungen 0 und 1 beschränkt, so daß man den Verlauf dieser beiden wichtigsten Besselfunktionen darin für $x = 0 \ldots x = 25$ gut überblicken kann.

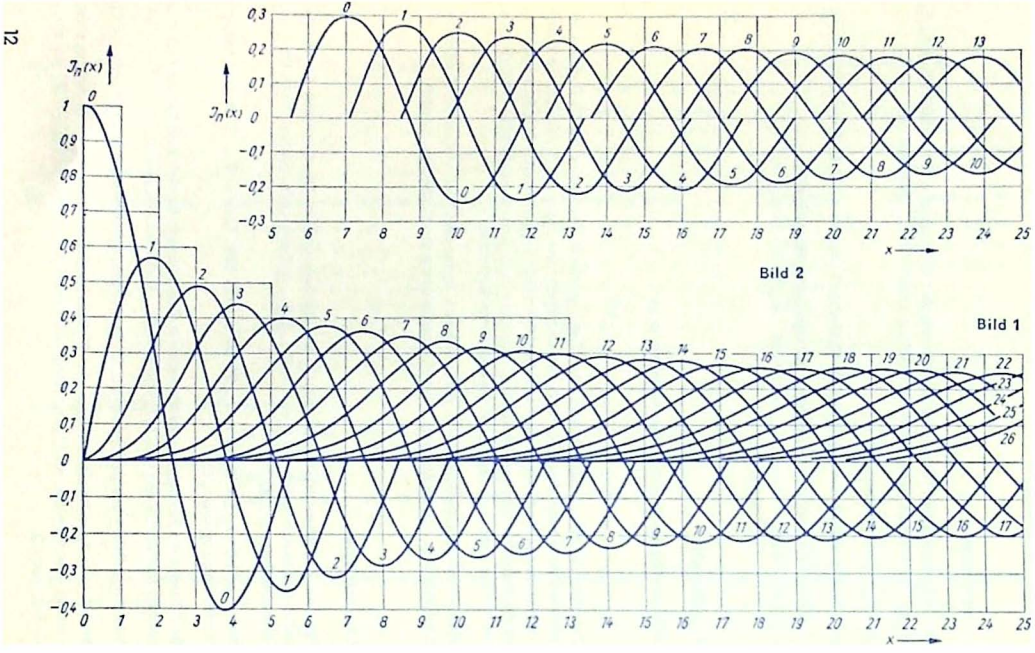


Bild 2

Bild 1

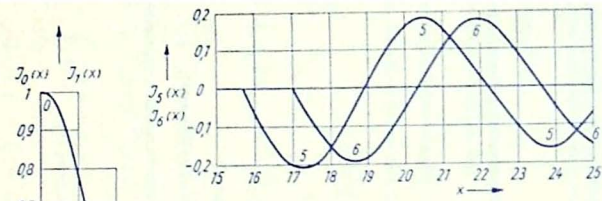


Bild 3

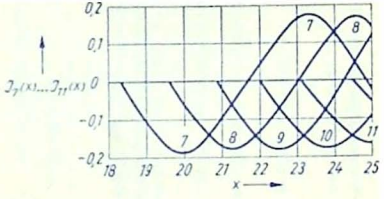


Bild 4

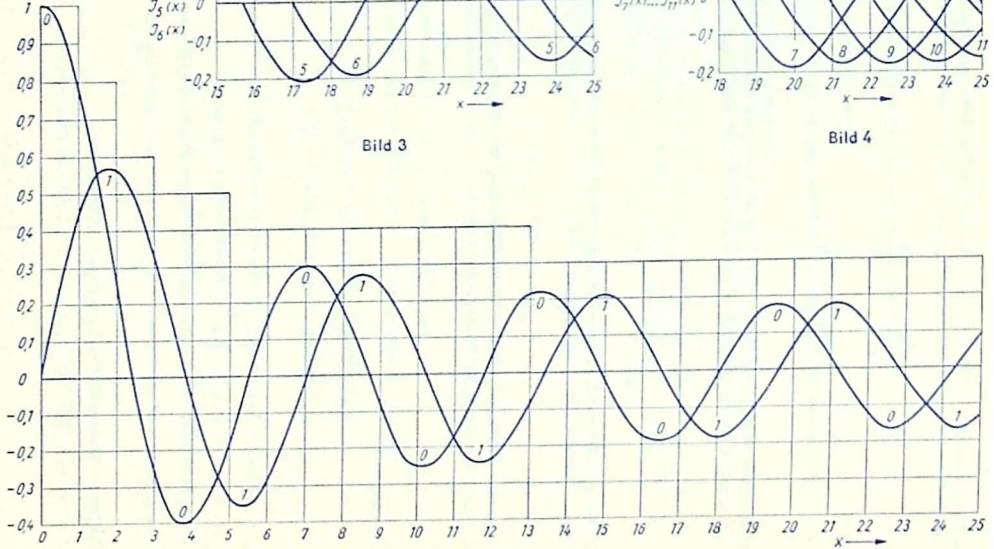


Bild 5

Definitionsgleichung

Die Besselfunktion $J_p(z)$ ist eine Lösung der **Besselschen Differentialgleichung**. Diese Differentialgleichung wird meistens mit $J_p(z) = y$ angeschrieben und zwar so

$$\frac{d^2y}{dz^2} + \frac{1}{z} \cdot \frac{dy}{dz} + \left(1 - \frac{p^2}{z^2}\right) \cdot y = 0$$

oder so

$$z^2 \cdot \frac{d^2y}{dz^2} + z \cdot \frac{dy}{dz} + (z^2 - p^2) \cdot y = 0$$

Wenn in dieser Differentialgleichung p nicht gleich einer negativen ganzen Zahl ist, kann als ihre spezielle Lösung $y = J_p(z)$ durch folgende Reihe dargestellt werden:

$$J_p(z) = \left(\frac{z}{2}\right)^p \cdot \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{k!\,(p+k)!} \cdot \left(\frac{z}{2}\right)^{2 \cdot k} \qquad (p \neq -1, -2, -3, \ldots) \tag{1}$$

Diese Reihe ist für alle Werte von z konvergent. Für die in Gleichung (1) ausgeschlossenen Werte $n = -1, -2, -3, \ldots$ von p gilt:

$$J_n(z) = (-1)^n \cdot J_{-n}(z)$$

Bei manchen Problemen, so z. B. beim Berechnen der Stromverdrängung in einem kreiszylindrischen Draht, hat das Argument z die Form

$$z = \varrho \cdot \sqrt{\mp j} = \varrho \cdot \frac{1 \mp j}{\sqrt{2}}$$

Man schreibt dann

$$\begin{aligned} J_n(z) &= \mathrm{Re}\, J_n\left(\varrho \cdot \sqrt{\mp j}\right) \pm j \cdot \mathrm{Im}\, J_n\left(\varrho \cdot \sqrt{\mp j}\right) \\ &= \left(\mathrm{ber}_n(\varrho) \pm j \cdot \mathrm{bei}_n(\varrho)\right) \cdot (-1)^n \end{aligned} \tag{2}$$

Die durch

$\mathrm{ber}_n(\varrho) = (-1)^n \cdot \mathrm{Re}\, J_n\left(\varrho \cdot \sqrt{\mp j}\right)$ (Besselfunktion Realteil)

$\mathrm{bei}_n(\varrho) = (-1)^n \cdot \mathrm{Im}\, J_n\left(\varrho \cdot \sqrt{\mp j}\right)$ (Besselfunktion Imaginärteil)

definierten Funktionen sind die **Thomson-Funktionen (Kelvin-Funktionen).**

Falls $n = 0$ ist, so wird der Index „0" bei „ber" und „bei" üblicherweise weggelassen.

Verhalten im Ursprung (im Koordinaten-Nullpunkt)

Bei Annäherung an den Ursprung, d. h. für $z \to 0$ gilt nach Gleichung (1)

$$J_p(z) \to \frac{1}{p!}\left(\frac{z}{2}\right)^p \text{ für } p \geq 0$$

$$J_{-p}(z) \to \frac{(p-1)!\sin(p\cdot\pi)}{\pi}\cdot\left(\frac{2}{z}\right)^{p} \quad \text{für } p>0,\ \neq 1, 2, 3, \ldots$$

d. h.

$$J_0(0)=1 \quad J_p(0)=0 \text{ für } p>0 \quad |J_{-p}(0)|=\infty \text{ für } p>0,\ \neq 1, 2, 3, \ldots$$

Verhalten im Unendlichen

Der Funktionswert $\lim_{z\to\infty} J_p(z)$ hängt davon ab, auf welchem Weg in der komplexen Ebene die Variable z ins Unendliche strebt.

Allgemein gilt für $|z| \gg 1$ und $|z| \gg |p|$ (p beliebig reell, $z = r\cdot\exp j\cdot\varphi$)

$$J_p(z) \sim \sqrt{\frac{2}{\pi\cdot z}}\cdot\left[\cos\left(z-p\cdot\frac{\pi}{2}-\frac{\pi}{4}\right)-\frac{4\cdot p^2-1}{8\cdot z}\cdot\sin\left(z-p\cdot\frac{\pi}{2}-\frac{\pi}{4}\right)\right] \quad (3)$$

Diese Gleichung gilt für $-\pi<\varphi<+\pi$

Wenn der Weg parallel zur reellen Achse verläuft, ist $z=x+j\cdot y$ mit $y=\text{const}$; die Besselschen Funktionen streben dann nach Gleichung (3) für $|x|\to\infty$ nach Null.

Nullstellen

Auf der reellen Achse ($z=x$) hat $J_p(z)$ unendlich viele Nullstellen; für $p>-1$ strebt ihr Abstand mit wachsendem x gegen π.

Funktionalgleichungen

Die Besselfunktionen genügen einer Reihe von Funktionalgleichungen. Einige davon sind:

$$J_p(-z)=(-1)^p\cdot J_p(z) \qquad p=0, 1, 2, 3\ldots$$

$$J_{-p}(z)=(-1)^p\cdot J_p(z) \qquad p=0, 1, 2, 3\ldots$$

$$J_{p-1}+J_{p+1}=\frac{2\cdot p}{z}\cdot J_p$$

$$\frac{dJ_p}{dz}=\frac{1}{2}\cdot[J_{p-1}-J_{p+1}] \qquad \text{speziell} \qquad \frac{dJ_0}{dz}=J_0'=-J_1$$

$$J_p\cdot J_{-(p-1)}+J_{p-1}\cdot J_{-p}=\frac{2}{\pi\cdot z}\cdot\sin p\cdot\pi$$

$$\int z^{\pm p+1}\cdot J_p(\alpha\cdot z)\cdot dz=\pm\frac{1}{\alpha}\cdot z^{\pm p+1}\cdot J_{\pm 1}(\alpha\cdot z)$$

speziell $\int z\cdot J_0(z)\cdot dz = z\cdot J_1(z)$

Für reelle Argumente $z = x$ und ganze Ordnungszahlen $p = n$ erfüllen die Besselfunktionen $J_n(x)$ die Gleichung

$$\exp(j \cdot x \cdot \sin\varphi) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(x) \cdot \exp(j \cdot n \cdot \varphi) \tag{4}$$

Dieses folgt aus der Integraldarstellung

$$J_n(x) = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2 \cdot \pi} \exp[j \cdot (x \cdot \sin\varphi - n \cdot \varphi)] \cdot d\varphi = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \cos(x \cdot \sin\varphi - n \cdot \varphi) \cdot d\varphi \tag{5}$$

der Besselfunktion $J_n(x)$ mit ganzzahligem n. Nach den Gleichungen (4) und (5) sind die Besselfunktionen $J_n(x)$ die Fourierkoeffizienten der Funktion $f(x) = \exp(j \cdot x \cdot \sin\varphi)$. Die Besselfunktionen treten daher außer bei Problemen mit zylindersymmetrischer Geometrie auch bei der Fourieranalyse von Exponentialfunktionen auf, so z. B. bei der Großsignaltheorie des Klystrons und beim Berechnen des Frequenzspektrums einer frequenzmodulierten Schwingung.

Durch das Zerlegen von $\exp(j \cdot x \cdot \sin\varphi)$ in Real- und Imaginärteil bekommt man

$$\mathrm{Re}\left[\exp(j \cdot x \cdot \sin\varphi)\right] = \cos(x \cdot \sin\varphi) = J_0(x) + 2 \cdot \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(x) \cdot \cos(2 \cdot n \cdot \varphi)$$

$$\mathrm{Im}\left[\exp(j \cdot x \cdot \sin\varphi)\right] = \sin(x \cdot \sin\varphi) = 2 \cdot \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(x) \cdot \sin\left[(2 \cdot n + 1) \cdot \varphi\right]$$

Durch das Zerlegen von $\exp(j \cdot x \cdot \cos\varphi)$ in Real-und Imaginärteil ergeben sich:

$$\mathrm{Re}\left[\exp(j \cdot x \cdot \cos\varphi)\right] = \cos(x \cdot \cos\varphi) = J_0(x) + 2 \cdot \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \cdot J_{2n}(x) \cdot \cos(2 \cdot n \cdot \varphi)$$

$$\mathrm{Im}\left[\exp(j \cdot x \cdot \cos\varphi)\right] = \sin(x \cdot \cos\varphi) =$$

$$= 2 \cdot \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \cdot J_{2n+1}(x) \cdot \cos\left[(2 \cdot n + 1) \cdot \varphi\right]$$

Beispiele

Ausbreitung elektromagnetischer Wellen in kreiszylindrischen Hohlleitern

Das elektrische Feld der H_{01}-Welle hat nur eine Komponente, und zwar in Richtung des Azimuts φ. Für die elektrische Feldstärke E_φ gilt in komplexer Schreibweise

$$E_\varphi \sim J_1\left(\frac{2\cdot\pi\cdot r}{\lambda_g}\right)\cdot \exp\left[-j\cdot\frac{2\cdot\pi}{\lambda_1}\cdot x\cdot\sqrt{1-\left(\frac{\lambda_1}{\lambda_g}\right)^2}\right] \qquad (6)$$

mit

r Abstand von der Hohlleiter-Achse

x Entfernung in der Ausbreitungsrichtung der Welle, d. h. in der Achsrichtung des Hohlleiters

λ_1 Wellenlänge bei freier Ausbreitung in dem den Hohlleiter ausfüllenden Medium

λ_g Grenzwellenlänge (der größte Wert von λ_1, für den eine Wellenausbreitung im Hohlleiter möglich ist, siehe Gleichung (6)).

Der Wert von λ_g folgt aus der Forderung, daß an der (unendlich gut) leitenden Innenwand des Hohlleiters vom Durchmesser D die tangentiale elektrische Feldkomponente verschwinden muß, das heißt

$$J_1\left(\frac{\pi\cdot D}{\lambda_g}\right)=0$$

Für die H_{01}-Welle ist die erste Nullstelle ($x = 3{,}83$) der Besselfunktion J_1 maßgebend, so daß

$$\lambda_g=\frac{\pi}{3{,}83}\cdot D = 0{,}82\cdot D$$

Stromverdrängung in einem kreiszylindrischen Draht (Skineffekt)

Die Impedanz Z des Drahtes kann als Reihenschaltung aus einem reellen Widerstand R und einer Induktivität L dargestellt werden, die beide frequenzabhängige Werte haben. Es gilt unter Verwendung von Gleichung (2):

$$Z = R + j\cdot\omega\cdot L = \frac{R_0}{2}\cdot\varrho\cdot\sqrt{-j}\cdot\frac{J_0\left(\varrho\cdot\sqrt{-j}\right)}{J_1\left(\varrho\cdot\sqrt{-j}\right)}$$

$$=\frac{R_0}{2}\cdot\varrho\cdot\left[\frac{\mathrm{ber}\,(\varrho)\cdot\mathrm{bei}'\,(\varrho)-\mathrm{bei}\,(\varrho)\cdot\mathrm{ber}'\,(\varrho)}{\mathrm{ber}'\,(\varrho)^2+\mathrm{bei}'\,(\varrho)^2}+j\cdot\frac{\mathrm{ber}\,(\varrho)\cdot\mathrm{ber}'\,(\varrho)+\mathrm{bei}\,(\varrho)\cdot\mathrm{bei}'\,(\varrho)}{\mathrm{ber}'\,(\varrho)^2+\mathrm{bei}'\,(\varrho)^2}\right]$$

Mit dem ′ ist die Ableitung der Funktionen ber (ϱ) und bei (ϱ) nach ϱ gekennzeichnet. In der obenstehenden Gleichung bedeuten:

$R_0=\dfrac{l}{\pi\cdot a^2\cdot\varkappa}$ der Gleichstromwiderstand des Drahtes der Länge l vom Radius a und der Leitfähigkeit $\varkappa$

$\varrho = a \cdot \sqrt{2 \cdot \pi \cdot \varkappa \cdot \mu \cdot f}$ Hilfsgröße

$\mu = \mu_r \cdot \mu_0$ Permeabilität des Leiters

$f = \dfrac{\omega}{2 \cdot \pi}$ Frequenz

Großsignaltheorie des Klystron-Verstärkers

Der Scheitelwert der Grundwelle des Hf-Wechselstromes im Ausgangskreis eines Klystrons ist proportional zu

$$\left| J_1 \left(\frac{\alpha_l}{2} \cdot \frac{\hat{u}}{U} \right) \right|$$

Darin bedeuten:

α_l Laufwinkel im Triftraum

U Gleichspannung des Strahles

$\hat{u}$ Scheitelwert der Wechselspannung am Steuerspalt

Frequenzmodulierte Wechselgröße

Eine sinusförmig frequenzmodulierte Wechselgröße kann durch die Zeitfunktion $F(t) = A_0 \cdot \sin \left[\omega_0 \cdot t + m \cdot \sin \omega_m \cdot t \right]$ beschrieben werden mit

A_0 konstanter Scheitelwert

ω_0 Träger-Kreisfrequenz

ω_m Modulations-Kreisfrequenz

m Modulations-Index

Das Frequenzspektrum kann mit Hilfe der Gleichung (4) sofort angegeben werden

$$F(t) = A_0 \cdot \operatorname{Im} \left\{ \exp \left[j \cdot (\omega_0 \cdot t + m \cdot \sin \omega_m \cdot t) \right] \right\} =$$

$$= A_0 \cdot \sum_{n = -\infty}^{\infty} J_n(m) \cdot \sin \left[(\omega_0 + n \cdot \omega_m) \cdot t \right]$$

Danach treten unendlich viele Seitenbänder mit den Einzel-Scheitelwerten $A_0 \cdot |J_n(m)|$ auf, und zwar mit den Kreisfrequenzen $\omega_0 \pm |n| \cdot \omega_m$, symmetrisch zur Träger-Kreisfrequenz ω_0. Die Einzel-Scheitelwerte nehmen entsprechend den Besselfunktionen mit wachsendem n ab.

Reaktanz-Filter

Einführung

Ein Reaktanz-Filter ist ein lediglich aus Spulen und Kondensatoren zusammengesetzter Vierpol, bei dem die in den Spulen und Kondensatoren sich ergebenden Verluste vernachlässigt werden können. Ein solches Filter hat den Zweck, von einem an seinen Eingang gelegten Gemisch aus Signalen mit verschiedenen Frequenzen, Signale mit bestimmten Frequenzen ungehindert zum Ausgang durchzulassen, für alle anderen aber soweit wie möglich (bzw. notwendig) den Durchlaß zu verhindern, d. h. zu sperren (**Wellenfilter**).

Jedes Reaktanz-Filter hat daher wenigstens einen **Durchlaß-Frequenzbereich (Durchlaßbereich)** und wenigstens einen **Sperr-Frequenzbereich (Sperrbereich)**.

Je nach Anzahl der Durchlaß- und Sperrbereiche unterscheidet man

Tiefpaß bzw. **Hochpaß**
mit einem Durchlaßbereich und einem Sperrbereich

Bandpaß
mit einem Durchlaßbereich und zwei Sperrbereichen

Bandsperre
mit zwei Durchlaßbereichen und einem Sperrbereich

Besondere Frequenzen

Die den Übergängen zwischen Durchlaßbereich und Sperrbereich zugeordneten Frequenzen nennt man **Grenzfrequenzen**. Vielfach werden die Kreisfrequenzen anstelle der Frequenzen selbst verwendet. Nicht immer ist darauf hingewiesen, ob die Frequenz oder die Kreisfrequenz gemeint ist. Das hat man zu beachten.

Die Frequenzen, für die die Dämpfung im Idealfall (Reaktanz-Vierpol) den Wert Unendlich erreicht, nennt man **Dämpfungspol-Frequenzen**. Man kennzeichnet die Formelzeichen der Dämpfungspol-Frequenz und der hierzu gehörenden Kreisfrequenz mit dem Index ∞. Die Dämpfungspol-Frequenzen sind in Brückenschaltungen die Frequenzen, für die die Brücke abgeglichen ist, und in Kettenfiltern die in die Sperrbereiche fallenden Resonanzfrequenzen (Parallelresonanz im Längsglied bzw. Serienresonanz im Querglied).

Vielfach nennt man statt der jeweiligen Frequenz selbst entweder das Verhältnis der jeweiligen Frequenz zu einer Grenzfrequenz, oder auch das Verhältnis der Grenzfrequenz zur jeweiligen Frequenz. Diese Verhältnisse sind reine (unbenannte) Zahlen. Das zuerst genannte Verhältnis wird auch **normierte Frequenz** genannt.

Filterglieder

Filter werden aus einzelnen Gliedern aufgebaut. Das einzelne Filterglied der hier behandelten Filter ist entweder ein **T-Glied (Sternglied)** gemäß **Bild 1** oder ein **Π-Glied (Dreieckglied)** nach **Bild 2**. Diese Glieder sind bezüglich Ein- und Ausgang symmetrisch. Durch Halbieren eines T-Gliedes oder eines Π-Gliedes erhält man jeweils zwei **Halbglieder**. Beide setzen sich zusammen aus der Hälfte der Längs-Reaktanz eines Π-Gliedes oder aus einer der zwei Längs-Reaktanzen eines T-Gliedes und aus dem doppelten Wert

der Quer-Reaktanz eines T-Gliedes oder aus einer der beiden Quer-Reaktanzen eines Π-Gliedes. Es entstehen somit bei Halbieren eines T-Gliedes ebensolche Halbglieder wie beim Halbieren eines Π-Gliedes. Dabei hat jedes Halbglied eine T-Seite und eine Π-Seite **(Bild 3).**

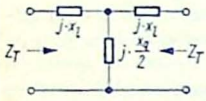


Bild 1

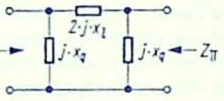


Bild 2

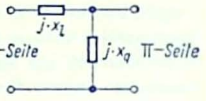


Bild 3

Filter-Aufbau

Die Filterglieder sind meistens in Kettenschaltung miteinander verbunden. Das heißt: der Eingang des folgenden Filterg liedes liegt mit seinen beiden Anschlußpunkten an den Anschlußpunkten des Ausgangs des vorangehenden Filterg liedes. Ein so aufgebautes Filter nennt man **Kettenfilter.** Dieses besteht im allgemeinen Fall aus einem **Anfangs-Halbglied** und aus einem **End-Halbglied** sowie aus wenigstens einem ganzen **T-** oder **Π-Zwischenglied (T-** oder **Π-Vollglied).** Die **Bilder 4** und **5** veranschaulichen den Aufbau solcher Kettenfilter.

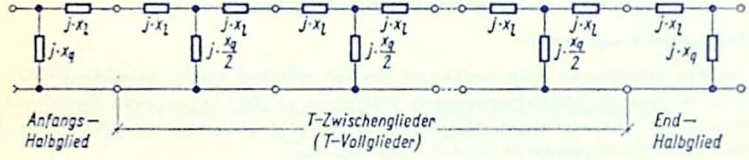


Bild 4

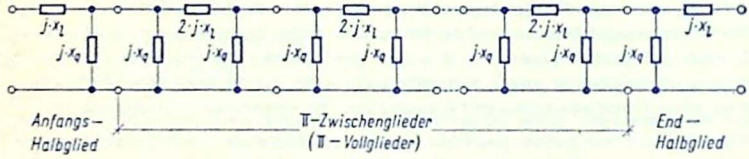


Bild 5

Anfangs- und End-Halbglied sind fast immer anders aufgebaut als die Hälften der Zwischenglieder. Somit gelten für $j \cdot x_l$ und $j \cdot x_q$ in dem Anfangs- und Endglied andere Werte als in den Zwischengliedern.

Wellenwiderstände

Allgemein läßt sich der Wellenwiderstand Z am Ausgang bzw. am Eingang eines Vierpols aus den an derselben Seite gemessenen Impedanzen Z_{leer} bei Leerlauf der anderen Seite und Z_k bei Kurzschluß der anderen Seite berechnen:

$$Z = \sqrt{Z_{leer} \cdot Z_k}$$

Vorausgesetzt sind für die weiteren Beziehungen:

- Anpassung am Eingang und Ausgang des Filtergliedes für die jeweilige Frequenz.
- Aufbau des Filters ausschließlich aus Reaktanzen.

Für die Wellenwiderstände Z_T des T-Gliedes und den hiermit übereinstimmenden Wellenwiderstand der T-Seite des Halbgliedes sowie für den Wellenwiderstand Z_Π des Π-Gliedes und den hiermit übereinstimmenden Wellenwiderstand der Π-Seite des Halbgliedes gelten:

$$Z_T = j \cdot \sqrt{x_l \cdot x_q + x_l^2} \qquad Z_\Pi = \frac{-x_l \cdot x_q}{j \cdot \sqrt{x_l \cdot x_q + x_l^2}} = \frac{-x_l \cdot x_q}{Z_T}$$

Die Größen Z_T und Z_Π sind in den Filter-Durchlaßbereichen rein reell. In den Sperrbereichen sind sie dagegen reine Blindwiderstände. Sowohl im Durchlaßbereich wie auch im Sperrbereich sind Z_T und Z_Π stark frequenzabhängig.

Übertragungsmaß g, Dämpfungsmaß a und Phasenmaß b

Hiermit sind Vierpol-Übertragungsmaß, Vierpol-Dämpfungsmaß und Vierpol-Phasenmaß gemeint. Diese setzen bei jeder Frequenz einen eingangs- und ausgangsseitig mit seinem jeweiligen Wellenwiderstand abgeschlossenen Vierpol voraus. Es gilt:

$$\exp g = \exp (a + j \cdot b) = \frac{U_1}{U_2} \quad \text{bzw.} \quad g = a + j \cdot b = \ln \frac{U_1}{U_2} \ \text{(Neper)}$$

$$\exp a = \frac{|U_1|}{|U_2|} \quad \text{bzw.} \quad a = \ln \frac{|U_1|}{|U_2|} \ \text{(Neper)}$$

$$b = \varphi_1 - \varphi_2$$

mit

$U_1 = |U_1| \cdot \exp (j \cdot \varphi_1)$ Spannung am Eingang

$U_2 = |U_2| \cdot \exp (j \cdot \varphi_2)$ Spannung am Ausgang

Sperrbereich und Durchlaßbereich

Der Sperrbereich ist mit dem Vorhandensein einer Dämpfung (Dämpfungsmaß $a > 0$) gekennzeichnet. Diese nennt man **Sperrdämpfung.**

Im Durchlaßbereich hat die Dämpfung des mit seinen Wellenwiderständen abgeschlossenen Reaktanzfilters für den Idealfall den Wert Null ($a = 0$). In der Praxis ergibt sich jedoch auch im Durchlaßbereich eine Dämpfung, die **Durchlaßdämpfung.** Mit den hyperbolischen Funktionen cosh und sinh kann man g, a und b (siehe den vorangehenden Abschnitt) mit x_l und x_q für das vollständige (ganze) Glied folgendermaßen in Beziehung setzen:

$$\cosh g = 1 + 2 \cdot \frac{x_l}{x_q} = \cosh (a + j \cdot b) = \cosh a \cdot \cos b + j \cdot \sinh a \cdot \sin b$$

Der Ausdruck $1 + 2 \cdot \frac{x_l}{x_q}$ ist im Falle eines Reaktanzfilters stets reell. Daraus folgen die beiden Bedingungen:

$\sinh a \cdot \sin b = 0$ und $\cosh a \cdot \cos b = 1 + 2 \cdot \frac{x_l}{x_q}$

Je nach dem Wert von $1 + 2 \cdot \frac{x_l}{x_q}$ kann man drei Möglichkeiten zum Erfüllen dieser Bedingungen unterscheiden:

$1 + 2 \cdot \frac{x_l}{x_q}$	größer als +1	zwischen −1 und +1	kleiner als −1
Dämpfung	ja (Sperrung)	nein (Durchlaß)	ja (Sperrung)
weil	$\cosh a = 1 + 2 \cdot \frac{x_l}{x_q}$	$a = 0$	$\cosh a = 1 + 2 \cdot \frac{x_l}{x_q}$
Phasendrehung	nein (0)	ja ($0 \ldots \pm \pi$)	ja ($\pm \pi$)
weil	$b = 0$	$\cos b = 1 + 2 \cdot \frac{x_l}{x_q}$	$b = \pm \pi$
Wellenwiderstand	imaginär	reell	imaginär

Grundglieder der Reaktanz-Filter

Filterglieder, deren Längs-Reaktanz $j \cdot x_l$ dasselbe Frequenzverhalten zeigt wie der Kehrwert ihrer Quer-Reaktanz $j \cdot x_q$, d. h. bei denen $j \cdot x_l$ und $j \cdot x_q$ **reaktanz-reziprok** (dual) zueinander sind, heißen **Grundglieder**.

Ein Beispiel für ein Grundglied ist ein Tiefpaßglied, dessen Längsglied eine Induktivität und dessen Querglied eine Kapazität ist.

Ein zweites Beispiel für ein Grundglied ist ein Hochpaßglied mit einer Kapazität als Längsglied und einer Induktivität als Querglied.

Es sei nochmals betont, daß für alle Berechnungen die beiden Voraussetzungen gelten:

- Jedes Filterglied besteht ausschließlich aus Reaktanzen und ist somit völlig verlustfrei.
- Jedes Filterglied ist bei jeder Frequenz mit dem für diese Frequenz geltenden Wellenwiderstand abgeschlossen.

Der Wellenwiderstand ist bei den Grundgliedern stark frequenzabhängig!

Beim Anwenden eines Filters werden jedoch an dessen Eingang und Ausgang reelle, frequenzunabhängige Abschlußwiderstände angeschaltet.

Aus den Gleichungen für Z_T und Z_Π (im Abschnitt »Wellenwiderstand«) kann man durch Umformen jeweils einen frequenzunabhängigen Teil abspalten, der als **Nennwert des Wellenwiderstandes** oder kurz **Nennwiderstand** bezeichnet wird. Diesen als Grundlage der Filterberechnung dienenden Nennwiderstand R wählt man zweckmäßig so, daß die entstehenden Fehlanpassungen im Durchlaßbereich möglichst klein bleiben, was bei den Grundgliedern mit der Bemessung nach folgenden Beziehungen gegeben ist:

$$R = 1{,}25 \cdot R_{AT} \quad \text{bzw.} \quad R = 0{,}8 \cdot R_{A\Pi}$$

R_{AT} bzw. $R_{A\Pi}$ sind die für die T-Seite bzw. für die Π-Seite vorgegebenen Werte der zum Abschluß benutzten Widerstände.

m-Glieder

Bei einem m-Glied sind Quer- und Längsreaktanz ($j \cdot x_q$ und $j \cdot x_l$) nicht reaktanz-reziprok zueinander. Die Bezeichnung m-Glied ist folgendermaßen begründet: Der mit

$$Z = \sqrt{Z_{leer} \cdot Z_k}$$

gegebene Wert des Wellenwiderstandes eines Vierpols bleibt unverändert, wenn man den Wert von Z_{leer} auf das $\frac{1}{m}$fache und außerdem den Wert von Z_k auf das $m$fache bringt.

Diese Unabhängigkeit des Wellenwiderstandes Z von dem jeweiligen Wert des Faktors m gilt für eine Seite des Halbgliedes. Für die andere Seite ergibt sich dabei ein von m abhängiger Wellenwiderstand, der ein anderes Frequenzverhalten zeigt **(Bild 6)**:

Man unterscheidet deshalb zwei m-Halbglieder:

Das eine hat einen Wellenwiderstand Z_{mT} auf der T-Seite
bei ungeändertem Z_Π auf der Π-Seite,

das andere hat einen Wellenwiderstand $Z_{m\Pi}$ auf der Π-Seite
bei ungeändertem Z_T auf der T-Seite.

Für das eine m-Halbglied ist:

$$Z_{mT} = \frac{Z_T}{1 + \frac{x_l}{x_q} \cdot (1 - m^2)}$$

dabei ist Z_Π unabhängig von m

Für das andere m-Halbglied ist:

$$Z_{m\Pi} = Z_\Pi \cdot \left(1 + \frac{x_l}{x_q} \cdot (1 - m^2)\right)$$

dabei ist Z_T unabhängig von m

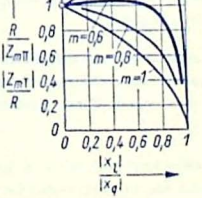


Bild 6

Mit dieser m-Transformation gewinnt man im übrigen Filterglieder, für die sich in den Sperrbereichen aufgrund von Resonanzen Dämpfungspole ($a = \infty$) ergeben. Der Dämpfungs-Anstieg an den Grenzen der Sperrbereiche gegen die Durchlaßbereiche ist bei den m-Gliedern steiler als bei den Grundgliedern.

- Die geringere Abhängigkeit des Wellenwiderstandes einer Seite von der Frequenz im Durchlaßbereich ist der Grund, warum man m-Halbglieder als Anfangs- und Endglieder von Filterketten verwendet. Dafür legt man im allgemeinen $m \approx 0{,}6$ zugrunde, wozu gemäß Bild 6 eine besonders geringe Frequenzabhängigkeit der Wellenwiderstände $Z_{m\mathrm{T}}$ bzw. $Z_{m\Pi}$ im Durchlaßbereich gehört. Dem Durchlaßbereich entsprechen die Abszissenwerte 0 ... 1 des Bildes 6.

Wird ein Filter mit je einem m-Anfangs- und m-End-Halbglied aufgebaut, die (für $m = 0{,}6$) nach außen den Wellenwiderstand $Z_{m\Pi}$ zeigen, dann wählt man den Nennwiderstand R für alle Glieder nach der Beziehung:

$$R = 1{,}02 \cdot R_A$$

Benutzt man dagegen die m-Halbglieder mit dem Wellenwiderstand $Z_{m\mathrm{T}}$ als m-Anfangs- und m-End-Halbglieder, so ist (für $m = 0{,}6$) der günstigste Nennwiderstand R für alle Glieder:

$$R = 0{,}98 \cdot R_A$$

Dabei ist R_A der außen an das Filter angeschaltete Abschlußwiderstand.

- Die Dämpfungspole und den steileren Dämpfungsanstieg nutzt man vorzugsweise aus, wenn man m-Glieder als Filter-Zwischenglieder wählt.

Dabei schaltet man zwei m-Halbglieder mit ihren $Z_{m\mathrm{T}}$- bzw. $Z_{m\Pi}$-Seiten zusammen, womit bei den so entstehenden m-Vollgliedern nach außen die Wellenwiderstände Z_{Π} bzw. Z_{T} der Grundglieder erscheinen.

Man bezeichnet das Einfügen des Faktors m durch dementsprechendes Abändern der Elemente des Filter-Halbgliedes als **m-Transformation.**

Berechnen von Reaktanz-Kettenfiltern

Man geht von der Grenzfrequenz f_g sowie von den Werten der das Filter abschließenden Widerstände R_A aus.

- Nun entscheidet man sich, ob das Filter aus T-Gliedern oder aus Π-Gliedern aufgebaut werden soll. Dabei wählt man im allgemeinen die Schaltung, in der die wenigsten Induktivitäten vorkommen. Dieser Entscheid ist ohne Einfluß auf das elektrische Verhalten des Filters.

- Jetzt berechnet man mit $m = 0{,}6$ die Werte für das Anfangs- und End-Halbglied und ermittelt die hierzu gehörenden Dämpfungspol-Frequenzen f_∞.

- Anschließend wählt man die Anzahl und Art (Grund- oder m-Glieder) der Zwischenglieder. Sie hängt von der geforderten Sperrdämpfung ab. Häufig genügt dafür ein Zwischenglied.

- Weiterhin prüft man die Frage der Dämpfungspole. Die hierzu gehörenden Frequenzen f_∞ sind mit der Grenzfrequenz f_g und der Wahl von m festgelegt. Man legt sie um so näher an die Grenzfrequenzen, je steiler der Dämpfungsanstieg für den Übergang vom Durchlaßbereich in den Sperrbereich sein soll. Doch darf man für Reaktanzfilter die Dämpfungspolfrequenz f_∞ nicht näher an die benachbarte Grenzfrequenz f_g heranrücken als bis auf das (0,02 ... 0,05)fache der Grenzfrequenz. Je kleiner man den Abstand zwischen f_∞ und f_g macht, desto

steiler wird zwar der (theoretische) Dämpfungsanstieg, desto

niedriger aber fallen die Dämpfungswerte aus (siehe beispielsweise das für einen Tiefpaß geltende **Bild 7**) und

um so größer sind die Anforderungen in bezug auf Verlustfreiheit der Bauelemente, die die benötigten Reaktanzen darstellen sollen. Verluste aber beeinträchtigen die Steilheit des Dämpfungsanstieges und ergeben eine Durchlaßdämpfung.

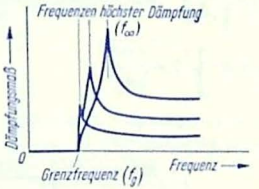


Bild 7

Die Dämpfungspol-Frequenzen wählt man für die einzelnen Filterglieder verschieden: Man staffelt diese Frequenzen so, daß sich innerhalb des ganzen benötigten Dämpfungsbereiches genügend hohe Dämpfungen ergeben.

Tiefpaß und Hochpaß

Vorbemerkung

Hier werden Aufbau und Bemessung von Reaktanzfiltern behandelt, die in Kettenschaltung zusammengebaut, als Tief- bzw. Hochpässe dienen sollen.

Dieser Beitrag lehnt sich eng an den Beitrag „Reaktanz-Filter" an. Dort sind die hier verwendeten Begriffe und Zusammenhänge erläutert. Außerdem ist dort der Berechnungsgang allgemein angedeutet.

Wie in den anderen Reaktanzfiltern hat man auch in den Tief- und Hochpässen zwischen Grund-Gliedern und m-Gliedern zu unterscheiden.

Tiefpaß-Grundglied

Das **Bild 1** zeigt die Tiefpaß-Grundglieder in T- und II-Schaltung. Für die Tiefpaßglieder und das hierzu gehörende Halbglied gelten:

Nennwiderstand = Nennwert des Wellenwiderstandes: $R = \sqrt{\frac{L}{C}}$

Grenz-Kreisfrequenz: $\omega_g = \frac{1}{\sqrt{C \cdot L}}$ **Induktivität:** $L = \frac{R}{\omega_g}$ **Kapazität:** $C = \frac{1}{R \cdot \omega_g}$

Wellenwiderstände: $Z_T = R \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2}$ $Z_{II} = R \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2}}$

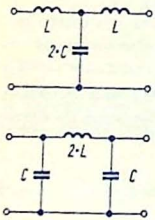


Bild 1

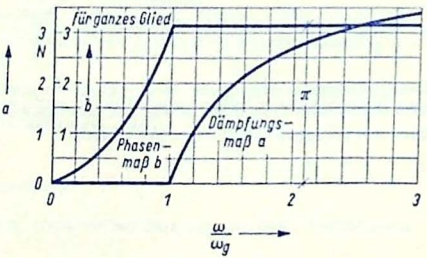


Bild 2

Bild 2 veranschaulicht die Frequenzgänge von Dämpfungs- und Phasenmaß des Tiefpaß-Grundgliedes. Anstelle der Frequenz bzw. Kreisfrequenz wurde dabei, wegen der so erreichten Allgemeingültigkeit der Kennlinien, die normierte Frequenz $\frac{f}{f_g} = \frac{\omega}{\omega_g}$ gewählt.

Das Dämpfungsmaß ist in Neper (N) aufgetragen.

Das Dämpfungsmaß a steigt mit wachsendem Wert von $\frac{\omega}{\omega_g}$ so an, daß für $\frac{\omega}{\omega_g} = \infty$ auch $a = \infty$ erreicht wird. Um das zeichnerisch darstellen zu können, verwendet man für die über 1 liegenden Werte von $\frac{\omega}{\omega_g}$ häufig Reziprokskalen. Das veranschaulicht **Bild 3** im Vergleich zu Bild 2. Es enthält die Dämpfungskennlinie aus Bild 2 mit Reziprokskalen für die Werte von $\frac{\omega}{\omega_g}$ und von a, die größer sind als die Zahl 1.

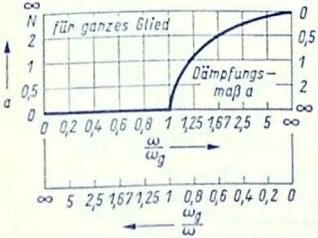


Bild 3

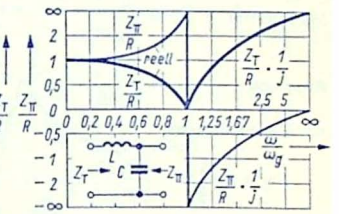


Bild 4

In entsprechender Weise zeigt **Bild 4** die Frequenzgänge der Wellenwiderstände Z_T und Z_{II} die sowohl für die beiden Seiten des Halbgliedes wie auch für das ganze T-Glied bzw. für das ganze Π-Glied gelten.

Mit dem Faktor $\frac{1}{j}$ ist in Bild 4 ausgedrückt, daß die Werte der Wellenwiderstände Z_T und Z_{II} im Sperrbereich imaginär sind.

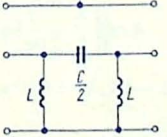


Bild 5

Hochpaß-Grundglied

Das **Bild 5** veranschaulicht das Hochpaß-Grundglied in T- und Π-Schaltung.

Für die Hochpaßglieder und das hierzu gehörende Halbglied gelten:

Nennwiderstand

$$R = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Grenz-Kreisfrequenz

$$\omega_g = \frac{1}{\sqrt{C \cdot L}}$$

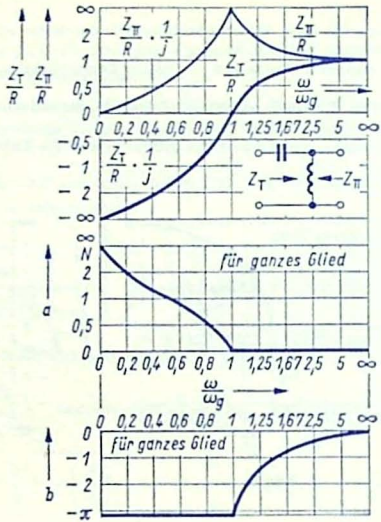
Induktivität $L = \frac{R}{\omega_g}$

Kapazität $C = \frac{1}{\omega_g \cdot R}$

Wellenwiderstände

$$Z_T = R \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{\omega_g}{\omega}\right)^2}$$

$$Z_\Pi = R \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\omega_g}{\omega}\right)^2}}$$



Die **Bilder 6 ... 8** enthalten die Frequenzgang-Kennlinien für $\frac{Z_T}{R}$ $\frac{Z_\Pi}{R}$ a und b

Tiefpaß-m-Glieder

Beim Tiefpaßglied bestehen für die m-Transformation zwei Möglichkeiten: Man verwendet dafür

entweder eine Induktivität in Reihe mit der Quer-Kapazität (siehe Bild 11)

oder eine Kapazität parallel zur Längs-Induktivität (siehe Bild 12).

Hiermit gilt beide Male:

$$m = \sqrt{1 - \left(\frac{\omega_g}{\omega_\infty}\right)^2}$$

wobei ω_g die Grenz-Kreisfrequenz und ω_∞ die Kreisfrequenz für $a = \infty$ (Kreisfrequenz des Dämpfungspoles) bedeuten.

Für das Anfangs- und End-Halbglied wählt man $m \approx 0{,}6$. Hierzu gehören

$\frac{\omega_g}{\omega_\infty} \approx 0{,}8$ und $\frac{\omega_\infty}{\omega_g} \approx 1{,}25$.

Mit dem Wert R_A des Abschlußwiderstandes des Halbgliedes macht man

$$R = \sqrt{\frac{L}{C}} \approx R_A$$

Das **m-Halbglied mit Serien-Induktivität im Querzweig** wird aufgrund von m und von R so bemessen:

Längs-Induktivität

$$L_1 = m \cdot L = m \cdot \frac{R}{\omega_g}$$

Serien-Quer-Induktivität

$$L_2 = \frac{1 - m^2}{m} \cdot L = \frac{1 - m^2}{m} \cdot \frac{R}{\omega_g}$$

Serien-Quer-Kapazität

$$C_2 = m \cdot C = \frac{m}{\omega_g \cdot R}$$

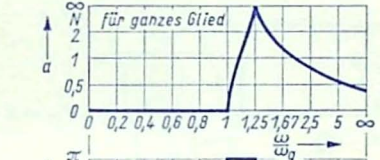


Bild 9

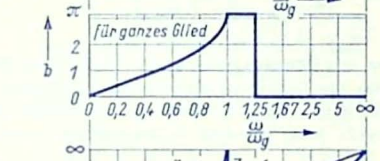


Bild 10

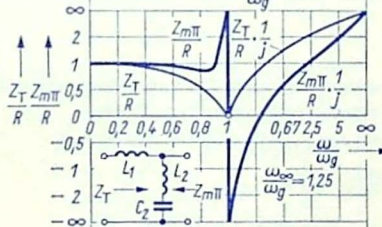


Bild 11

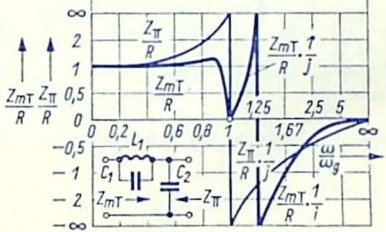


Bild 12

Hierzu gehören die Wellenwiderstände

$$Z_T = R \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2} \qquad Z_{m\Pi} = R \cdot \frac{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2 \cdot (1 - m^2)}{\sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2}} = R \cdot \frac{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_\infty}\right)^2}{\sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2}}$$

Zum m-Halbglied mit Parallel-Kapazität im Längszweig gehören:

Parallel-Längs-Induktivität Parallel-Längs-Kapazität Quer-Kapazität

$$L_1 = m \cdot L = m \cdot \frac{R}{\omega_g} \qquad C_1 = \frac{1 - m^2}{m} \cdot C = \frac{1 - m^2}{m} \cdot \frac{1}{\omega_g \cdot R} \qquad C_2 = m \cdot C = \frac{m}{\omega_g \cdot R}$$

Hierzu gehören die Wellenwiderstände

$$Z_{mT} = R \cdot \frac{\sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2}}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2 \cdot (1 - m^2)} = R \cdot \frac{\sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2}}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_\infty}\right)^2} \qquad Z_\Pi = R \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2}}$$

Die **Bilder 9** und **10** zeigen, wie Dämpfungsmaß a und Phasenmaß b der beiden in diesem Abschnitt behandelten Arten von Tiefpaß-m-Gliedern von der Frequenz abhängen, wenn $m = 0{,}6$ gewählt wird. Die **Bilder 11** und **12** betreffen die unterschiedlichen Frequenzgänge der Wellenwiderstände dieser Filterglieder ebenfalls für $m = 0{,}6$.

Hochpaß-m-Glieder

Aus einem Hochpaß-Grundglied kann ein m-Glied abgeleitet werden, indem man in Serie mit der Quer-Induktivität eine Kapazität (siehe Bild 15) oder

parallel zur Längs-Kapazität eine Induktivität (siehe Bild 16) legt.

Für beide Möglichkeiten gilt:

$$m = \sqrt{1 - \left(\frac{\omega_\infty}{\omega_g}\right)^2}$$

Zu $m \approx 0{,}6$ gehören $\frac{\omega_\infty}{\omega_g} \approx 0{,}8$ und $\frac{\omega_g}{\omega_\infty} \approx 1{,}25$.

Mit dem Wert R_A des Abschlußwiderstandes des Halbgliedes macht man

$$R = \sqrt{\frac{L}{C}} \approx R_A$$

Das **m-Halbglied mit Serien-Kapazität im Querzweig** wird aufgrund von m und R so bemessen:

Längs-Kapazität

$$C_1 = \frac{C}{m} = \frac{1}{m \cdot \omega_g \cdot R}$$

Serien-Quer-Kapazität

$$C_2 = \frac{m}{1-m^2} \cdot C = \frac{m}{1-m^2} \cdot \frac{1}{\omega_g \cdot R}$$

Serien-Quer-Induktivität

$$L_2 = \frac{L}{m} = \frac{1}{m} \cdot \frac{R}{\omega_g}$$

Hierzu gehören die Wellenwiderstände

$$Z_T = R \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{\omega_g}{\omega}\right)^2}$$

$$Z_{m\Pi} = R \cdot \frac{1 - \left(\frac{\omega_g}{\omega}\right)^2 \cdot (1-m^2)}{\sqrt{1 - \left(\frac{\omega_g}{\omega}\right)^2}} = R \cdot \frac{1 - \left(\frac{\omega_\infty}{\omega}\right)^2}{\sqrt{1 - \left(\frac{\omega_g}{\omega}\right)^2}}$$

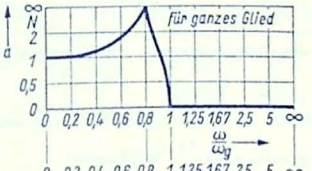


Bild 13

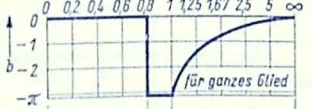


Bild 14

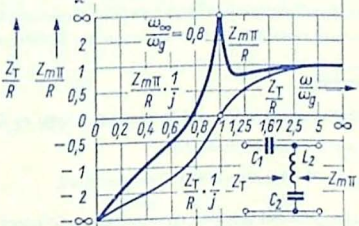


Bild 15

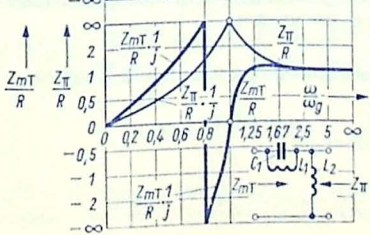


Bild 16

Das m-Halbglied mit Parallel-Induktivität im Längszweig erfordert:

Parallel-Längs-Kapazität Parallel-Längs-Induktivität Quer-Induktivität

$$C_1 = \frac{C}{m} = \frac{1}{m \cdot \omega_g \cdot R} \qquad L_1 = \frac{m}{1-m^2} \cdot L = \frac{m}{1-m^2} \cdot \frac{R}{\omega_g} \qquad L_2 = \frac{L}{m} = \frac{1}{m} \cdot \frac{R}{\omega_g}$$

Hierzu gehören die Wellenwiderstände:

$$Z_{m\mathrm{T}} = R \cdot \frac{\sqrt{1-\left(\frac{\omega_g}{\omega}\right)^2}}{1-(1-m^2)\cdot\left(\frac{\omega_g}{\omega}\right)^2} = R \cdot \frac{\sqrt{1-\left(\frac{\omega_g}{\omega}\right)^2}}{1-\left(\frac{\omega_\infty}{\omega}\right)^2} \qquad Z_{m\Pi} = R \cdot \frac{1}{\sqrt{1-\left(\frac{\omega_g}{\omega}\right)^2}}$$

Die **Bilder 13** und **14** betreffen Dämpfungsmaß a und Phasenmaß b der beiden Hochpaß-m-Glieder.

Die **Bilder 15** und **16** enthalten die Frequenzgänge der Wellenwiderstände. Allen diesen Bildern liegt $m = 0{,}6$ zugrunde, wozu $\frac{\omega_\infty}{\omega_g} = 0{,}8$ gehört.

Beispiel: Berechnen eines Tiefpasses

Ein Tiefpaß soll für Abschlußwiderstände von 60 Ω und eine Grenzfrequenz von 16 MHz bemessen werden. Außerdem ist zusätzlich ein Dämpfungspol bei 32 MHz verlangt.

Als Filterglieder sind vorgesehen:

Ein Anfangs- und End-Halbglied mit $m = 0{,}6$ und Serien-Induktivität im Querzweig,

ein Tiefpaß-Grundglied als ein Zwischenglied und

ein Tiefpaß-m-Glied mit $f_\infty = 32$ MHz als weiteres Zwischenglied.

Es werden T-Glieder gewählt, weil mit den hier verwendeten m-Gliedern die Ausführung mit T-Gliedern weniger Elemente erfordert.

Für das Tiefpaß-Grundglied gilt mit $\omega_g = 2 \cdot \pi \cdot 16\ \mathrm{MHz} \approx 10^8\ \mathrm{s}^{-1}$

$$L = \frac{R}{\omega_g} = \frac{60\ \Omega}{2 \cdot \pi \cdot 16 \cdot 10^6\ \mathrm{s}^{-1}} = 0{,}6 \cdot 10^{-6}\ \mathrm{H} = 0{,}6\ \mu\mathrm{H}$$

$$C = \frac{1}{R \cdot \omega_g} = \frac{1}{60\ \Omega \cdot 10^8\ \mathrm{s}^{-1}} \approx 167 \cdot 10^{-12}\ \mathrm{F} = 167\ \mathrm{pF}$$

Für das Tiefpaß-m-Glied (Zwischenglied) mit $\frac{\omega_g}{\omega_\infty} = 0{,}5$ ergibt sich

$$m^2 = 1 - 0{,}5^2 = 0{,}75 \text{ bzw. } m = \sqrt{1 - 0{,}5^2} \approx 0{,}87$$

$$L_1 = m \cdot L \approx 0{,}87 \cdot 0{,}6 \cdot 10^{-6}\ \text{H} \approx 0{,}52 \cdot 10^{-6}\ \text{H} = 0{,}52\ \mu\text{H}$$

$$L_2 = \frac{1 - m^2}{m} \cdot L \approx \frac{0{,}25}{0{,}87} \cdot 0{,}6 \cdot 10^{-6}\ \text{H} \approx 0{,}173\ \mu\text{H}$$

$$C_2 = m \cdot C \approx 0{,}87 \cdot 167 \cdot 10^{-12}\ \text{F} \approx 145 \cdot 10^{-12}\ \text{F} = 145\ \text{pF}$$

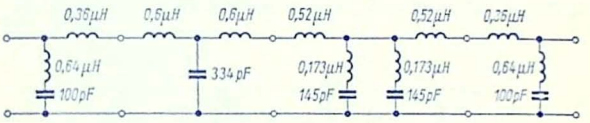


Bild 17

Für die beiden End-Halbglieder erhält man mit $m = 0{,}6$

$$L_1 = m \cdot L = 0{,}6 \cdot 0{,}6 \cdot 10^{-6}\ \text{H} = 0{,}36 \cdot 10^{-6}\ \text{H} = 0{,}36\ \mu\text{H}$$

$$L_2 = \frac{1 - m^2}{m} \cdot L = \frac{1 - 0{,}36}{0{,}6} \cdot 0{,}6 \cdot 10^{-6}\ \text{H} = 0{,}64 \cdot 10^{-6}\ \text{H} = 0{,}64\ \mu\text{H}$$

$$C_2 = m \cdot C = 0{,}6 \cdot 167 \cdot 10^{-12}\ \text{F} \approx 10 \cdot 10^{-12}\ \text{F} = 100\ \text{pF}$$

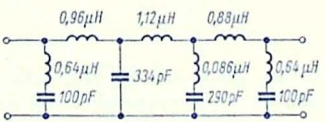


Bild 18

Beim Zusammenfügen der Glieder ist zu beachten, daß gemäß Bild 11 die Π-Seite des Halbgliedes den nahezu konstanten Wellenwiderstand hat und daß die für das m-Zwischen-

glied berechneten Werte nur die Hälfte eines solchen Gliedes davon betreffen. Hiermit ergibt sich zunächst die mit **Bild 17** veranschaulichte Schaltung, die so vereinfacht werden kann, wie **Bild 18** das zeigt.

Bild 19 zeigt das zum vorstehenden Beispiel gehörende Dämpfungsmaß als Funktion der normierten Frequenz $\frac{f}{f_g}$ bzw. der normierten Kreisfrequenz $\frac{\omega}{\omega_g}$ was dasselbe bedeutet. Man erkennt den Dämpfungs-Anstieg in der Umgebung der Grenzfrequenz $\omega = \omega_g$ und die beiden Dämpfungspole bei $\omega_{1\infty} = 1{,}25 \cdot \omega_g$ sowie $\omega_{2\infty} = 2 \cdot \omega_g$ Zwischen beiden Dämpfungspolen durchläuft das Dämpfungsmaß ein Minimum. Dünner eingetragen ist der Verlauf des Dämpfungsmaßes eines Tiefpasses ohne m-Glieder, wie er dem Bild 2 entspricht. Es handelt sich in Bild 2 um ein ganzes Glied, in Bild 19 hingegen um zwei ganze Glieder und zwei Halbglieder. Deswegen hat das in Neper angegebene Dämpfungsmaß, das mit der dünneren Linie angegeben wird, dreimal so große Werte wie in Bild 2.

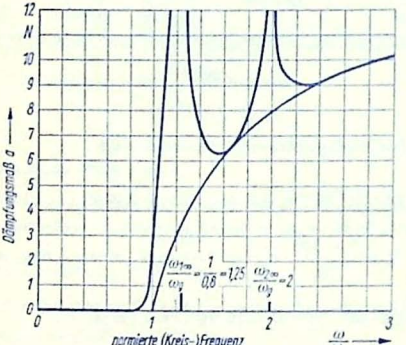


Bild 19

Im größeren Teil des Durchlaßbereiches hat das Dämpfungsmaß so kleine Werte, daß sie in Bild 19 nicht mehr darstellbar sind (Durchlaßdämpfungsmaß ≈ 0).

Umrechnung zwischen T- und TT-Schaltung (zwischen Stern- und Dreieck-Schaltung)

Die **Bilder 1** und **3** zeigen die Π- bzw. Dreieck-Schaltung. Die **Bilder 2** und **4** veranschaulichen die T- bzw. Stern-Schaltung. In diesen vier Bildern sind die Impedanzen z und die Admittanzen y eingetragen. Als Indizes dienen

römische Ziffern für die Π- bzw. Dreieck-Schaltung,

arabische Ziffern für die T- bzw. Stern-Schaltung.

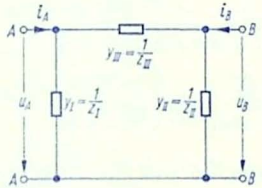


Bild 1

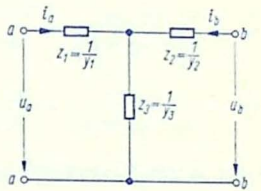


Bild 2

Die beim Umrechnen zu erfüllende Forderung der Äquivalenz beider Schaltungen besteht darin, daß die zwischen übereinstimmenden Klemmen meßbaren Impedanzen bzw. Admittanzen für beide Schaltungen gleiche Werte haben müssen. So muß z. B. sein:

$$\text{für } u_A = u_a \quad \text{und} \quad u_B = u_b \quad \text{auch} \quad i_A = i_a \quad \text{und} \quad i_B = i_b$$

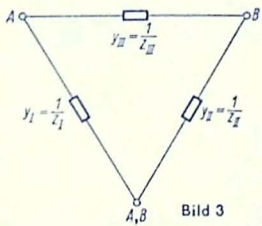


Bild 3

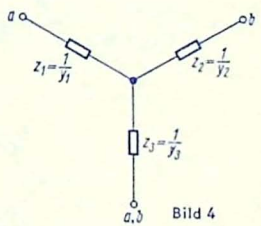


Bild 4

Um die Umrechnungsformeln zu gewinnen, kann man die Ausdrücke für die Impedanzen zwischen den einzelnen Klemmen für die beiden Schaltungen aufstellen und die zu den entsprechenden Klemmen gehörenden Ausdrücke einander gleichsetzen. Damit gewinnt man drei Gleichungen, in denen für die eine Umrechnung z_I, z_{II} sowie z_{III} als unbekannte und z_1, z_2 sowie z_3 als bekannte Werte auftreten, während es für die andere Umrechnung entgegengesetzt ist. Es sind dann jeweils aus drei Gleichungen für drei Unbekannte die nur bekannte Werte enthaltenden Ausdrücke zu gewinnen.

Ebenso geht man vor, wenn man der Umrechnung die Admittanzen zugrunde legt oder wenn man, was häufig zweckmäßig ist, für die T-Schaltung Impedanzen verwendet und die an den Klemmen meßbaren Impedanzen der Π-Schaltung durch ihre Admittanzen ausdrückt. Es ergeben sich hiermit:

für das Umrechnen der Π-Schaltung in die T-Schaltung:

$$z_1 = \frac{z_{III} \cdot z_I}{z_I + z_{II} + z_{III}} = \frac{y_{II}}{y_I \cdot y_{II} + y_{II} \cdot y_{III} + y_{III} \cdot y_I} = \frac{1}{y_I} \tag{1}$$

$$z_2 = \frac{z_{II} \cdot z_{III}}{z_I + z_{II} + z_{III}} = \frac{y_I}{y_I \cdot y_{II} + y_{II} \cdot y_{III} + y_{III} \cdot y_I} = \frac{1}{y_2} \tag{2}$$

$$z_3 = \frac{z_I \cdot z_{II}}{z_I + z_{II} + z_{III}} = \frac{y_{III}}{y_I \cdot y_{II} + y_{II} \cdot y_{III} + y_{III} \cdot y_I} = \frac{1}{y_3} \tag{3}$$

für das Umrechnen der T-Schaltung in die Π-Schaltung

$$y_I = \frac{y_3 \cdot y_1}{y_1 + y_2 + y_3} = \frac{z_2}{z_1 \cdot z_2 + z_2 \cdot z_3 + z_3 \cdot z_1} = \frac{1}{z_I} \tag{4}$$

$$y_{II} = \frac{y_2 \cdot y_3}{y_1 + y_2 + y_3} = \frac{z_1}{z_1 \cdot z_2 + z_2 \cdot z_3 + z_3 \cdot z_1} = \frac{1}{z_{II}} \tag{5}$$

$$y_{III} = \frac{y_1 \cdot y_2}{y_1 + y_2 + y_3} = \frac{z_3}{z_1 \cdot z_2 + z_2 \cdot z_3 + z_3 \cdot z_1} = \frac{1}{z_{III}} \tag{6}$$

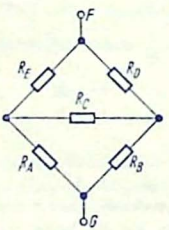


Bild 5

Beispiel 1: Der zwischen F und G meßbare Gesamtwiderstand der Brückenschaltung nach **Bild 5** soll berechnet werden für $R_A = 6\,\Omega$, $R_B = 3\,\Omega$, $R_C = 3\,\Omega$, $R_D = 11\,\Omega$, $R_E = 8\,\Omega$.

Zu diesem Zweck wird zunächst die Π-Schaltung aus R_A, R_B und R_C in die ihr äquivalente T-Schaltung aus R_a, R_b und R_c umgerechnet:

Mit den ersten beiden Teilen der Gleichungen (1), (2) und (3) gilt:

$$R_a = \frac{R_C \cdot R_A}{R_A + R_B + R_C} = \frac{3\,\Omega \cdot 6\,\Omega}{12\,\Omega} = 1{,}5\,\Omega$$

$$R_b = \frac{R_B \cdot R_C}{R_A + R_B + R_C} = \frac{3\,\Omega \cdot 3\,\Omega}{12\,\Omega} = 0{,}75\,\Omega$$

$$R_c = \frac{R_A \cdot R_B}{R_A + R_B + R_C} = \frac{6\,\Omega \cdot 3\,\Omega}{12\,\Omega} = 1{,}5\,\Omega$$

Damit ergibt sich die nur aus Reihen- und Parallelschaltungen aufgebaute Anordnung nach **Bild 6**.

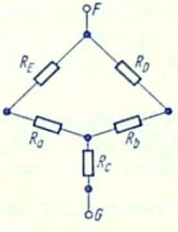


Bild 6

Der Gesamtwiderstand der Parallelschaltung von $R_E + R_a$ mit $R_D + R_b$ beträgt

$$\frac{(8\ \Omega + 1{,}5\ \Omega) \cdot (11\ \Omega + 0{,}75\ \Omega)}{8\ \Omega + 1{,}5\ \Omega + 11\ \Omega + 0{,}75\ \Omega} = 5{,}25\ \Omega$$

Mit dem hierzu in Reihe liegenden Widerstand $R_c = 1{,}5\ \Omega$ erhält man den gesuchten Wert des Gesamtwiderstandes aus $5{,}25\ \Omega + 1{,}5\ \Omega = 6{,}75\ \Omega$.

Beispiel 2: Die Umrechnungsformeln für die Kapazitäten C_1, C_2 sowie C_k und C_I, C_II sowie C_K für die Schaltungen nach **Bild 7** und **Bild 8** sind aufzustellen. Da die Kapazitäten imaginäre Leitwerte bedeuten, benötigt man die Beziehungen zwischen den Admittanzen. In diesen kürzt sich die Kreisfrequenz weg, so daß unmittelbar gesetzt werden kann:

$$C_1 \triangleq y_1 \qquad C_\mathrm{I} \triangleq y_\mathrm{I}$$

$$C_2 \triangleq y_2 \qquad C_\mathrm{II} \triangleq y_\mathrm{II}$$

$$C_k \triangleq y_3 \qquad C_K \triangleq y_\mathrm{III}$$

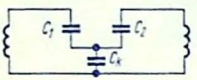


Bild 7

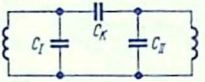


Bild 8

Mit den Kehrwerten der beiden letzten Teile der Gleichungen (1), (2) und (3) ist:

$$C_1 = \frac{C_\mathrm{I} \cdot C_\mathrm{II} + C_\mathrm{II} \cdot C_K + C_K \cdot C_\mathrm{I}}{C_\mathrm{II}} = \frac{C_K \cdot C_\mathrm{I}}{C_\mathrm{II}} + C_K + C_\mathrm{I}$$

$$C_2 = \frac{C_\mathrm{I} \cdot C_\mathrm{II} + C_\mathrm{II} \cdot C_K + C_K \cdot C_\mathrm{I}}{C_\mathrm{I}} = \frac{C_K \cdot C_\mathrm{II}}{C_\mathrm{I}} + C_K + C_\mathrm{II}$$

$$C_k = \frac{C_\mathrm{I} \cdot C_\mathrm{II} + C_\mathrm{II} \cdot C_K + C_K \cdot C_\mathrm{I}}{C_K} = \frac{C_\mathrm{I} \cdot C_\mathrm{II}}{C_K} + C_\mathrm{I} + C_\mathrm{II}$$

Mit den zwei ersten Teilen der Gleichungen (4), (5) und (6) ist:

$$C_\mathrm{I} = \frac{C_k \cdot C_1}{C_1 + C_2 + C_k}$$

$$C_\mathrm{II} = \frac{C_2 \cdot C_k}{C_1 + C_2 + C_k}$$

$$C_K = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2 + C_k}$$

Mit diesen Gleichungen kann ein Zweikreis-Bandfilter mit kapazitiver Fußpunkt-Kopplung in ein Zweikreis-Bandfilter mit kapazitiver Hochpunktkopplung umgerechnet werden.

Verformung von Rechteckimpulsen an RC-Gliedern

Betrachtet werden die in den Bildern 1 ... 3 dargestellten Schaltungen: Jede dieser Schaltungen besteht aus einer Rechteckimpuls-Urspannungsquelle (Ausgangswiderstand bzw. Ausgangs-Impedanz mit dem Wert Null), einem ohmschen Widerstand R und einer Kapazität C.

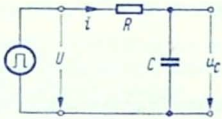


Bild 1

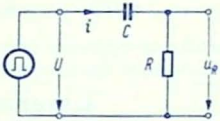


Bild 2

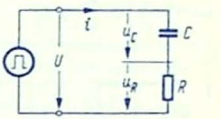


Bild 3

Bild 1 veranschaulicht einen Tiefpaß. **Bild 2** zeigt einen Hochpaß. **Bild 3** läßt erkennen, daß für die Schaltungen nach Bild 1 und Bild 2 dieselben Zusammenhänge gelten. Sie unterscheiden sich nur dadurch, daß in Bild 1 die Spannung u_C am Kondensator und in Bild 2 die Spannung u_R am Widerstand als Ausgangsspannung verwendet wird.

RC-Glied als Tiefpaß

Hierzu gehören außer Bild 1 die Bilder 4 ... 7.

Bild 4 zeigt die Spannung u_C, die beim Aufladen (Kurve I) bzw. beim Entladen (Kurve II) einer Kapazität C über einen Widerstand R an dieser Kapazität auftritt. Dabei sind zur Verallgemeinerung die Verhältnisse

$$\frac{u_C}{U} \qquad \text{und} \qquad \frac{t}{T}$$

aufgetragen, worin U die Urspannung der Gleichstromquelle zum Aufladen des Kondensators bzw. die Spannung am Kondensator vor dem Entladen und T die zu den Werten von R und C gehörende Zeitkonstante $T = C \cdot R$ bedeutet.

Für die Kurven gelten:

$\frac{t}{T}$	$\exp\left(-\frac{t}{T}\right)$	$1 - \exp\left(-\frac{t}{T}\right)$
0	1	0
0,5	0,607	0,393
1	0,368	0,632
1,5	0,223	0,777
2	0,135	0,865
3	0,050	0,950
4	0,018	0,982
5	0,007	0,993

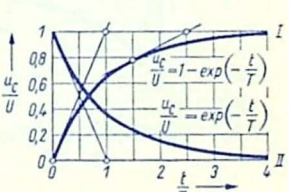


Bild 4

Die in dieser Tabelle enthaltenen Werte genügen zur Konstruktion der Kurven gemäß

Bild 4, wenn man in diesen Punkten noch die Tangenten einzeichnet. Die in einem Punkt mit dem Abszissenwert $\left(\frac{t_1}{T}\right)$ an eine der Kurven gelegte Tangente schneidet nämlich die Linie für $\frac{u_C}{U} = 1$ (Kurve I) bzw. $\frac{u_C}{U} = 0$ (Kurve II) in einem Punkt mit dem Abszissenwert $\left(\frac{t_2}{T}\right) = \frac{t_1}{T} + 1$

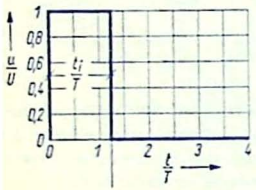


Bild 5

In **Bild 5** ist der dem Folgenden zugrunde gelegte Rechteckimpuls mit dem Scheitelwert U der Impuls-Urspannung und der Impulsdauer $t_i = 1{,}25 \cdot T$ aufgetragen.

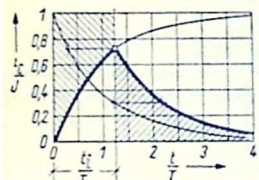


Bild 6

Das **Bild 6** betrifft den zeitlichen Verlauf der aufgrund eines Impulses nach Bild 5 an der Kapazität C auftretenden Spannung u_C. Bis zu dem durch $\frac{t_i}{T}$ gekennzeichneten Zeitpunkt, d. h. während des Impulses, wird die Kapazität C aufgeladen. An das Impuls-Ende schließt sich die Entladung an. Wie die aus Bild 4 übernommenen, dünn eingetragenen Kurven erkennen lassen, ist

- der erste Abschnitt der Linie, die den zeitlichen Verlauf von $\frac{u_C}{U}$ zeigt, ein Teil der Kurve I von Bild 4, so wie diese Kurve in Bild 4 enthalten ist, und
- der zweite Abschnitt der $\frac{u_C}{U}$-Linie ein nach rechts parallel verschobener Teil der Kurve II von Bild 4.

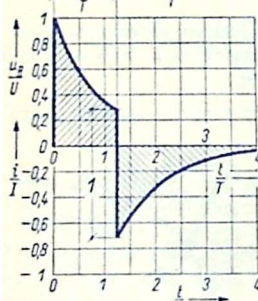


Bild 7

Das Bild 7 zeigt den zu den Bildern 4 und 5 gehörenden zeitlichen Verlauf des Stromes i und den hiermit übereinstimmenden zeitlichen Verlauf der Spannung u_R an dem ohmschen Widerstand R. Der Allgemeingültigkeit wegen wurden

statt des Strom-Augenblickswertes i das Verhältnis $\frac{i}{I}$ mit $I = \frac{U}{R}$

und statt des Spannungs-Augenblickswertes u_R das Verhältnis $\frac{u_R}{U}$ aufgetragen.

Zusammenhang zwischen den Bildern 6 und 7

Die Bilder 6 und 7 hängen eng miteinander zusammen: Beide Bilder beziehen sich auf die in Bild 3 dargestellte Schaltung. Während der Impuls-Dauer teilt sich die Spannung U auf C und R auf. Dabei ist

$$u_C + u_R = U$$

Nach Impuls-Ende ist $U = 0$ und deshalb

$$u_C + u_R = 0 \quad \text{das heißt} \quad u_R = -u_C$$

Bild 7 folgt somit aus Bild 6, wenn darin für $\frac{u_R}{U}$ während der Impuls-Dauer t_i die Werte $1 - \frac{u_C}{U}$ und für die Zeit nach dem Impuls-Ende die Werte $-\frac{u_C}{U}$ aufgetragen werden. Dies ist in den Bildern 6 und 7 mit den Schraffuren angedeutet.

Für den Strom gilt $i = \frac{u_R}{R}$ und mit $I = \frac{U}{R}$ folgt $\frac{i}{I} = \frac{u_R}{U}$.

Während der Impulsdauer, d. h. hier bis $\frac{t_i}{T} = 1{,}25$, ist der Strom i für die Kapazität C ein Ladestrom. Mit dem Impuls-Ende beginnt die Entladung der Kapazität C, wozu das entgegengesetzte Vorzeichen des Stromes gehört.

Zum Zeitpunkt des Impuls-Endes ist die Spannung u_R am Widerstand R mit

$$\frac{u_R}{U} = 0{,}287$$

gegeben. Dem entspricht (siehe Bild 6):

$$\frac{u_C}{U} = 1 - 0{,}287 = 0{,}713$$

Mit dem hierzu gehörenden Wert von u_C beginnt die Entladung der Kapazität C

RC-Glied als Hochpaß

Hierzu gehören außer Bild 2 (und Bild 4) die Bilder 8 ... 10 in Verbindung mit Bild 5, d. h. mit dem als Beispiel angenommenen Rechteck-Impuls.

Das **Bild 8** betrifft den zeitlichen Verlauf, der ebenso für den Lade- und Entladestrom i der Kapazität wie für die dazu proportionale Spannung $u_R = R \cdot i$ an dem ohmschen Widerstand R gilt. Dabei ist U wieder die zum Aufladen des Kondensators verwendete Urspannung der Gleichstromquelle bzw. die Spannung am Kondensator vor dem Entladen.

In **Bild 9**, das mit Bild 7 übereinstimmt, ist aus Bild 8 für den Rechteckimpuls mit der Impuls-Dauer t_i und der Spannung U (Bild 5) der zeitliche Verlauf von $\frac{u_R}{U}$ und damit auch von $\frac{i}{I}$ abgeleitet. Der auf die Impuls-Dauer entfallende Teil ist ein Abschnitt der Kurve I von Bild 8. Der zur Entladung von C gehörende Teil ist ein nach rechts parallel verschobener Abschnitt der Kurve II von Bild 8.

Das **Bild 10**, das mit Bild 6 übereinstimmt, ist hier, wie es die Schraffuren kenntlich machen, aus Bild 9 abgeleitet.

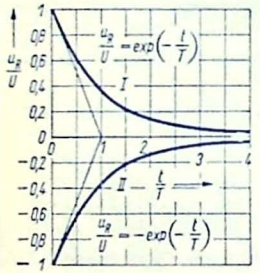


Bild 8

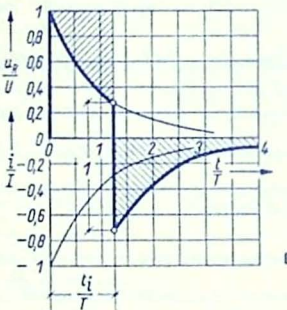


Bild 9

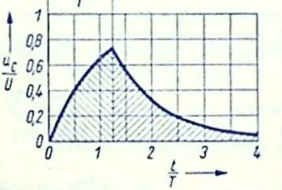


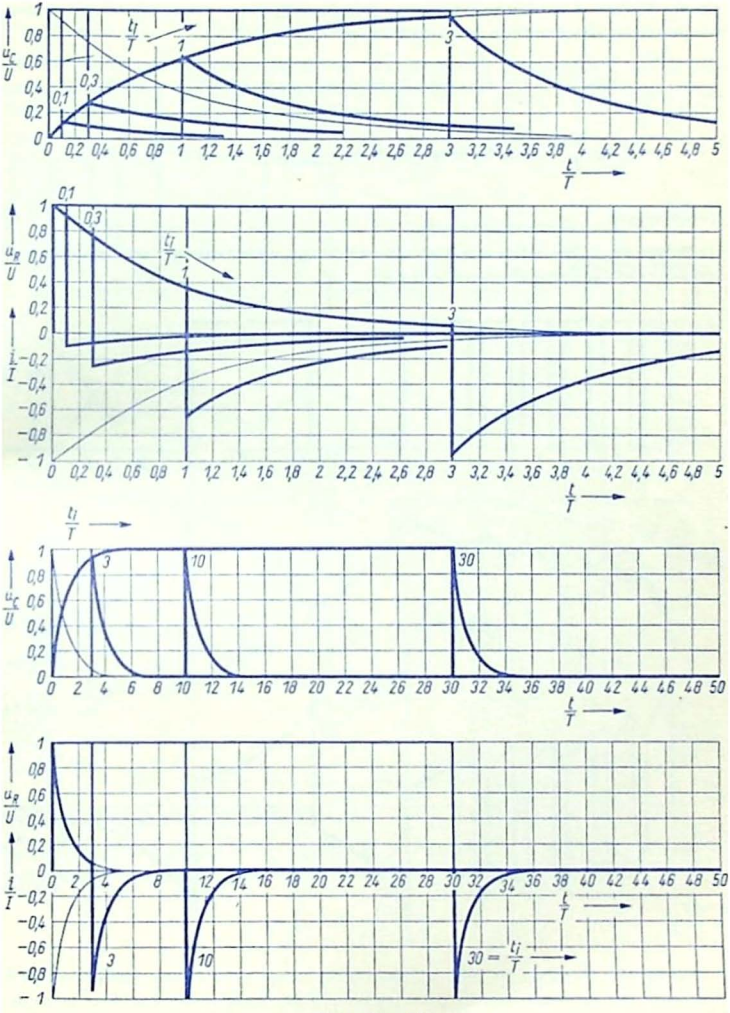
Bild 10

Bedeutung des Verhältnisses der Impulsdauer zur Zeitkonstante

In den **Bildern 11...14** ist der zeitliche Verlauf

von $\frac{u_C}{U}$ und $\frac{u_R}{U}$ bzw. $\frac{i}{I}$ für $\frac{t_i}{T} = 0{,}1,\ 0{,}3,\ 1,\ 3,\ 10$ und 30 aufgetragen.

In diesen Bildern sind auch die Impulse selbst angedeutet.


$\frac{u_C}{U}$
$\frac{t_i}{T}$
0,1
0,3
1
3
$\frac{t}{T}$
$\frac{u_R}{U}$
$\frac{i}{I}$
10
30
$30 = \frac{t_i}{T}$

Bilder 11 ... 14

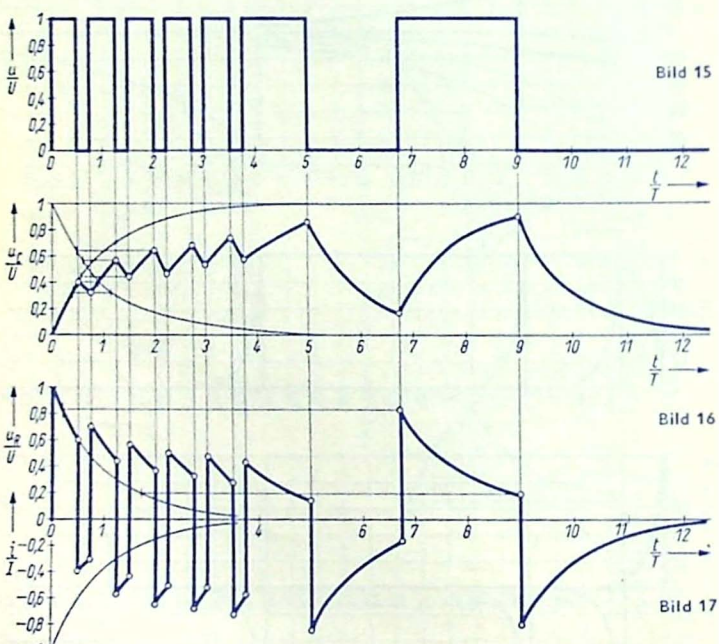
Aus den Bildern 11 ... 14 ist zu entnehmen: Bei einem Rechteckverlauf der Impuls-Urspannung ergibt sich ein annähernd rechteckförmiger Verlauf

für $\frac{u_C}{U}$ d. h. für einen Tiefpaß nur, wenn ungefähr $\frac{t_i}{T} > 5$

für $\frac{u_R}{U}$ d. h. für einen Hochpaß nur, wenn ungefähr $\frac{t_i}{T} < 0{,}2$

Impulsfolgen

Die **Bilder 15 ... 17** betreffen eine Rechteck-Impulsfolge, wobei während der Impulse $u = U$ und während der Impuls-Pausen $u = 0$ gilt.



Die **Bilder 18 ... 20** gelten für den Fall, daß u nicht immer gleich U bzw. gleich Null wird. Den Teilen des dick gezeichneten Linienzuges von Bild 19 liegen die dort dünn eingetragenen Kurven A ... E zugrunde. Die waagerechten dünnen Linien, die zu den Zeitabschnit-

ten $\frac{t}{T} = 2...4$, $\frac{t}{T} = 7...9{,}75$ und $\frac{t}{T} = 9{,}75...12{,}5$ gehören, deuten die Endwerte an, die erreicht würden, wenn die zu diesen drei Zeitabschnitten gehörenden Zustände sehr lange andauern würden. Diese waagerechten Linien treten hier an die Stelle der Linien, die sonst $u = U$ bzw. $u = 0$ bedeuten.

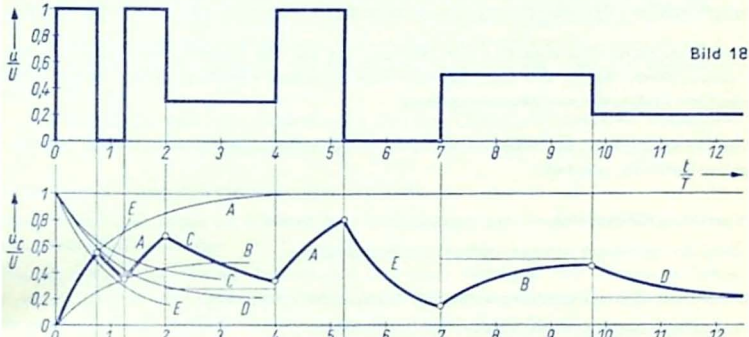


Bild 18

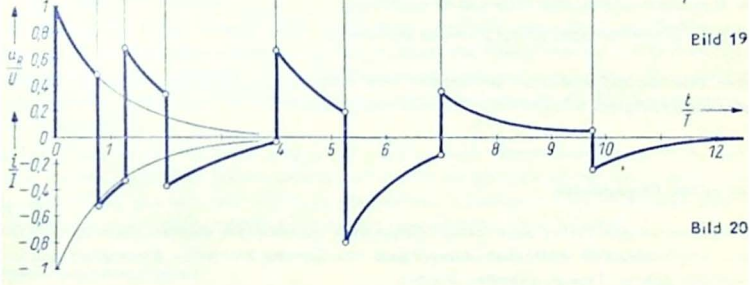


Bild 19

Bild 20

Grenzfrequenz und Zeitkonstante

Als Grenzfrequenz f_g eines RC-Gliedes bezeichnet man die Frequenz, für die Realteil und Imaginärteil der Serienschaltung von R und C dem Betrag nach übereinstimmen:

$$R = \frac{1}{\omega_g \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_g \cdot C}$$

Hieraus folgen:

$$\frac{1}{\omega_g} = R \cdot C = T \qquad \text{und} \qquad f_g = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot T}$$

Grenzdaten-Systeme für Elektronen-Röhren

Bedeutung und Arten der Grenzdaten

Der Zweck der Grenzdaten-Systeme ist das Abgrenzen der Verantwortlichkeiten zwischen den Herstellern der Röhren und den Geräte-Fabrikanten oder den Geräte-Entwicklern.

Die Grenzdaten sind Angaben von Werten, die für die Röhren eingehalten werden müssen. Ihnen liegen sinnvolle Kompromisse zwischen der Ausnutzung dieser Bauelemente und ihrer Lebensdauer zugrunde.

Man unterscheidet drei Grenzdaten-Systeme, zu denen voneinander verschiedene Wertangaben gehören, nämlich:

- absolute Grenzdaten,

absolute maximum ratings, valeurs limites absolues

- Toleranz-Grenzdaten (eingeschränkte Nennwert-Grenzdaten)

design maximum ratings, valeurs limites hybrides

- Nennwert-Grenzdaten (Normal-Grenzdaten)

design centre ratings, valeurs limites moyennes

Man beachte, daß es sich bei Grenzdaten einerseits um höchstzulässige Werte und andererseits um mindestens erforderliche Werte handeln kann.

Absolute Grenzdaten

Diese Grenzdaten dürfen unter keinen Umständen überschritten werden. Sie müssen unter den **ungünstigsten Betriebsbedingungen** des Gerätes für **jedes Exemplar** des jeweiligen Röhren-Typs eingehalten werden.

Die Geräte-Entwickler müssen sorgfältig darauf achten, daß die absoluten Grenzdaten unter den ungünstigsten Betriebsbedingungen für das im einzelnen gewählte Exemplar der Röhre in dem jeweiligen Gerät wirklich eingehalten werden.

Jedes Überschreiten der absoluten Grenzdaten kann zu erheblichen Schäden an den Röhren führen und schließt jede Garantie-Leistung des Herstellers aus.

Sind Grenzdaten nicht als **Absolut-Grenzdaten** gekennzeichnet, so sind Überschreitungen nur unter gewissen Voraussetzungen zulässig, wie das in den folgenden Abschnitten erläutert wird.

Toleranz-Grenzdaten (eingeschränkte Nennwert-Grenzdaten)

Diese Grenzdaten müssen unter den **ungünstigsten Betriebsbedingungen** des Gerätes für die **Mittelröhre** eingehalten werden.

Die Röhrenhersteller übernehmen mit dem Festlegen der Toleranz-Grenzdaten lediglich die Verantwortung bezüglich der Einflüsse der Exemplarstreuungen der Röhren.

Die Geräte-Entwickler brauchen nur die **mittleren** Werte des Röhren-Typs in Rechnung zu setzen, die in den „Technischen Daten" als Nenndaten angegeben sind, müssen aber die ungünstigsten Betriebsbedingungen, d. h. auch die ungünstigste Kombination aus den Werten der übrigen Bauelemente, der Speisespannungen und der Umgebungstemperatur genau beachten.

In ein Gerät, in dem die Bedingungen für die Toleranz-Grenzdaten eingehalten werden, darf man also beliebige Exemplare des jeweiligen Röhren-Typs einsetzen.

Nennwert-Grenzdaten (Normal-Grenzdaten)

Diese Grenzdaten müssen unter **Nenn-Betriebsbedingungen** des Gerätes für die **Mittelröhre** eingehalten werden.

Die Hersteller der Röhren übernehmen mit dem Festlegen der Nennwert-Grenzdaten die Verantwortung für ihre Erzeugnisse unter der Voraussetzung, daß die Abweichungen der Werte der Speisespannung und der übrigen in der Schaltung wirksamen Bauelemente festgelegte Grenzen nicht überschreiten. Die näheren Angaben finden sich jeweils in den „Technischen Daten".

Die Geräte-Entwickler können sich damit begnügen, die mittleren Eigenschaften des Röhren-Typs in Rechnung zu setzen. Sie haben dabei die vom Hersteller der Röhren festgelegten höchstzulässigen Streuungen der übrigen im Gerät wirksamen Bauteile sowie die ebenfalls vom Röhrenhersteller festgelegten Toleranz-Bereiche für die Betriebsbedingungen zu beachten.

In ein Gerät, in dem die Bedingungen für die Nennwert-Grenzdaten eingehalten werden, darf man unter der Voraussetzung, daß die für die Betriebsbedingungen und für die sonstigen Gerätebauteile vom Hersteller der Röhren festgelegten Toleranzen nicht überschritten werden, beliebige Exemplare des jeweiligen Röhren-Typs einsetzen.

Betriebsbedingungen

Als Änderungen oder Schwankungen der Betriebsbedingungen kommen vorwiegend in Betracht:

- Änderungen der Speisespannung,
- Änderungen der Umgebungstemperatur,
- Änderungen der Belastung des Ausganges,
- Änderungen des Eingangs-Signals,
- Änderungen im Abgleich der Schaltung,
- Einfluß der Kombination der Nennwert-Abweichungen aller in der Schaltung wirksamen Einzelteile.

Mittelröhre

bogey (mean) electronic tube (valve), tube moyenne

Mit **Mittelröhre** bezeichnet man eine Röhre, die in den für den jeweiligen Anwendungsfall wichtigen Eigenschaften den in den „Technischen Daten" angegebenen Nenndaten entspricht. Die Mittelröhre für alle Nenndaten ist lediglich ein fiktives Gebilde.

Dagegen läßt sich für einzelne Eigenschaften z. B. für die Steilheit, eine Röhre mit den entsprechenden Nenndaten realisieren.

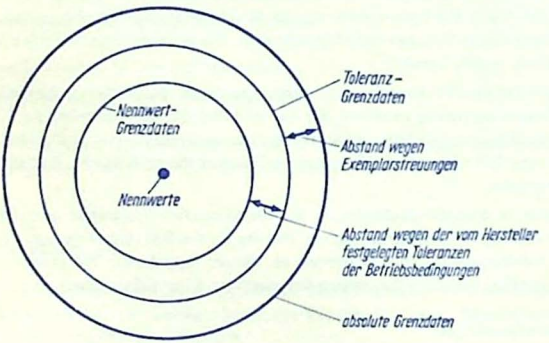
Grenzröhre

limit electronic tube (valve), tube limite

Eine **Grenzröhre** ist eine Röhre, die innerhalb der vom Hersteller angegebenen Streugrenzen die für den jeweiligen Anwendungsfall ungünstigsten Werte hat.

Zusammenfassung

Das **Bild** veranschaulicht die Zusammenhänge zwischen den drei Grenzdaten-Systemen.



Grenzdaten-System	Grenzwert-Grundlage
Absolute Grenzdaten	Grenzröhre, ungünstigste Bedingungen
Toleranz-Grenzdaten (eingeschränkte Nennwert-Grenzdaten)	Mittelröhre, ungünstigste Bedingungen
Nennwert-Grenzdaten (Normal-Grenzdaten)	Mittelröhre, vom Hersteller festgelegte Bedingungen

Licht, Farbwahrnehmung und Darstellung der Farbart

Licht und Farbwahrnehmung

Als Licht(strahlung) bezeichnet man die mit dem menschlichen Gesichtssinn wahrnehmbare elektromagnetische Strahlung mit Wellenlängen zwischen etwa 380 nm und 780 nm.

In diesem Wellenlängen-Bereich können außer Helligkeitsunterschieden auch Farben wahrgenommen werden. Einfach und eindeutig ist die Zuordnung der wahrgenommenen (gesehenen) Farbe zu der Wellenlänge der Strahlung nur für einwelliges Licht (monochromatisches Licht) und zwar bei relativ großer Leuchtdichte. Die hierzu gehörenden Farben nennt man **Spektralfarben.** Jeder Wellenlänge zwischen 380 nm und 780 nm entspricht eine Spektralfarbe. Die Spektralfarben gehen stetig ineinander über.

Folgende Tabelle gibt einen Überblick über den Zusammenhang zwischen den Wellenlängen und den bei genügender Leuchtdichte wahrgenommenen Farben (den Spektralfarben):

(380 ... 450) nm	Purpurblau (Violett)	435,8 nm	Spektralblau
(450 ... 482) nm	Blau		
(482 ... 487) nm	grünlich Blau		
(487 ... 492) nm	Cyan(blau) (Blaugrün)		
(492 ... 497) nm	bläulich Grün		
(497 ... 530) nm	Grün		
(530 ... 560) nm	gelblich Grün	546,1 nm	Spektralgrün
(560 ... 570) nm	Gelbgrün		
(570 ... 575) nm	grünlich Gelb		
(575 ... 580) nm	Gelb		
(580 ... 585) nm	gelblich Orange		
(585 ... 595) nm	Orange		
(595 ... 620) nm	rötlich Orange		
(620 ... 780) nm	Rot	700,0 nm	Spektralrot

Eine enge Beziehung besteht außerdem zwischen der Farbwahrnehmung und dem Verhältnis der Leuchtdichten zweier gemeinsam eine weiße Fläche treffender Strahlungen, sofern die Wellenlänge der einen Strahlung zwischen 380 nm und 420 nm (Purpurblau) und die der anderen Strahlung zwischen 700 nm und 780 nm (Rot) liegt.

Diese Mischungs-Ergebnisse nennt man **Purpurfarben** oder **Magenta-Farben,** wobei über mit Magenta in der Farbfernseh-Technik meistens eine bestimmte Purpurfarbe gemeint ist (siehe Bild 5). Der Zusammenhang zwischen dem Verhältnis der Leuchtdichten und der Farbwahrnehmung ist in der nachstehenden Tabelle gezeigt:

Spektralrot-Leuchtdichte / Spektralblau-Leuchtdichte	wahrgenommene (gesehene) Farbe
0 ... 0,1	Purpurblau
0,1 ... 0,33	Purpur
0,33 ... 0,65	Purpurrot
0,65 ... 0,85	Rotpurpur
0,85 ... 1	Rot

Farbwahrnehmung und Hellempfindlichkeit

Die Farbwahrnehmung ist mit den Wellenlängen der das Auge treffenden elektromagnetischen Strahlung verknüpft. Die Helligkeit der einzelnen Farblichtstrahlung folgt aus der Intensität der Strahlung (aus deren Leistungsdichte) sowie aus dem Zusammenhang zwischen der Hellempfindlichkeit des **helladaptierten Auges** (an eine nicht unerhebliche Helligkeit angeglichen) und der Wellenlänge. **Bild 1** zeigt den Zusammenhang des Hellempfindlichkeitsgrades — das ist die Hellempfindlichkeit, bezogen auf den sich bei $\lambda = 555$ nm ergebenden Maximalwert — mit der Wellenlänge. Ihm liegt eine von der Wellenlänge unabhängige Leistungsdichte der das Auge treffenden Strahlung zugrunde. Man beachte, daß es sich in Bild 1 um den spektralen Hellempfindlichkeitsgrad und deshalb um einwellige Strahlungen handelt.

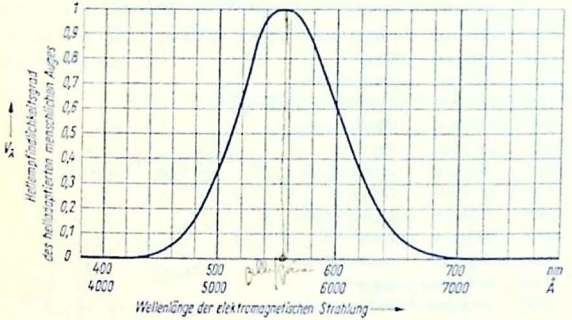


Bild 1

Man nimmt an, daß der in Bild 1 dargestellte Zusammenhang in weiten Grenzen unabhängig von der Leistungsdichte ist. Dieses ist mit der Angabe angedeutet, daß das Auge helladaptiert ist. Für Lichtstrahlungen, die sich aus mehreren oder vielen einwelligen Strahlungen zusammensetzen, ergeben sich andere Zusammenhänge zwischen den (dann nur farbtongleichen) Wellenlängen und den Hellempfindlichkeitsgraden: Für farbtongleiche Wellenlängen um 555 nm sinkt der Hellempfindlichkeitsgrad mit abnehmendem Sättigungsgrad. Für farbtongleiche Wellenlängen in den Endbereichen des Licht-Wellenbandes steigt der Hellempfindlichkeitsgrad mit abnehmendem Sättigungsgrad.

Die Farbwahrnehmung selbst gliedert sich in:

- Helligkeit der Farbe (Leuchtdichte)
- Ton der Farbe (Farbton)
- Sättigung der Farbe (Farbsättigung)

Geringe Leuchtdichte läßt die Farben gebrochen erscheinen (Beispiel: Gelbgrün wird bei stark verminderter Leuchtdichte als Olivgrün wahrgenommen).

Der **Farbton** (Beispiel: Rot bzw. Blau) charakterisiert die Farbwahrnehmung im Hinblick auf die dafür als vergleichbar anzusetzende Wellenlänge der Strahlung.

Der Grad der **Farbsättigung** kennzeichnet die Intensität der Farbwahrnehmung (Beispiel: Zu Rot und Blau gehören höhere Farb-Sättigungsgrade als zu Rosa und Bläulich).

Farbton und Farbsättigung faßt man unter dem Begriff der **Farbart** zusammen. Dieser Begriff schließt somit die Leuchtdichte nicht ein.

Kennzeichnen der Farbart

Man legt die von Farblichtstrahlungen wahrnehmbaren Farben mit Hilfe dreier definierter, nahezu monochromatischer Lichtstrahlungen fest: Man bildet die Lichtstrahlung deren Farbe festzulegen ist, mit der Summe von Anteilen der eben erwähnten definierten Lichtstrahlungen nach. Jede der drei definierten Lichtstrahlungen stellt einen **Farbreiz** dar, der eine bestimmte Farbwahrnehmung bewirkt. Diese Farbwahrnehmungen bezeichnet man als **Primärvalenzen.** Die drei Primärvalenzen sind die Bezugs-Farbwahrnehmungen, deren jede eine bestimmte Farbart und eine festliegende Leuchtdichte umfaßt.

Die Lichtstrahlungen, die den drei zusammengehörenden Primärvalenzen als Farbreize zugrunde liegen, sind so genormt:

Primärvalenz	Wellenlänge	relative Strahlungsdichte
$\underline{R}$	700,0 nm	73,0420
$\underline{G}$	546,1 nm	1,3971
$\underline{B}$	435,8 nm	1,0000

Die drei Primärvalenzen können als Einheitsvektoren dargestellt werden, die den drei Achsen eines räumlichen, rechtwinkligen Koordinatensystems zugeordnet sind.

Die **Farbvalenz** $\underline{F}$ einer beliebigen Farblichtstrahlung erscheint in diesem Koordinatensystem als ein von dessen Nullpunkt ausgehender **Farbvektor.** Hierfür gilt mit den diese Farbvalenz $\underline{F}$ kennzeichnenden Farbwerten R, G, B:

$$\underline{F} = R \cdot \underline{R} + G \cdot \underline{G} + B \cdot \underline{B}$$

Darin sind die **Farbwerte,** nämlich die reinen (unbenannten) Zahlen R, G, B die Anteile, mit denen die Primärvalenzen $\underline{R}$, $\underline{G}$, $\underline{B}$ an der darzustellenden bzw. nachzubildenden Farbvalenz $\underline{F}$ beteiligt sind.

Die drei Farbwerte $\underline{R}$, $\underline{G}$, $\underline{B}$ können nicht nur positive, sondern auch negative Zahlen sein. (Dabei muß allerdings die Summe der drei Produkte $R \cdot \underline{R}$, $G \cdot \underline{G}$ und $B \cdot \underline{B}$ stets positiv ausfallen, was voraussetzt, daß wenigstens eine der drei Zahlen R, G, B positiv ist).

Das Auftreten negativer Zahlen für R bzw. G bzw. B erklärt sich so: Viele Farbvalenzen kann man mit den Primärvalenzen $\underline{R}$, $\underline{G}$, $\underline{B}$ nur in der Weise nachbilden, daß man dem Farbreiz, der die nachzubildende Farbvalenz bedingt, Anteile von höchstens zwei der Farb-

reize hinzufügt, die zu $\underline{R}, \underline{G}, \underline{B}$ gehören. Für einen solchen Anteil gilt natürlich das negativ Vorzeichen der Zahl, die den Anteil der Primärvalenz an der nachzubildenden Farbvalenz darstellt.

Die negativen Anteile komplizieren die Zusammenhänge wesentlich. Deshalb verwendet man anstelle der Primärvalenzen $\underline{R}, \underline{G}, \underline{B}$ meistens die hieraus rechnerisch abgeleiteten **Normvalenzen** $\underline{X}, \underline{Y}, \underline{Z}$. Die zwischen beiden Valenzgruppen bestehenden Beziehungen sind:

$$\underline{X} = \quad 2{,}36460 \cdot \underline{R} - 0{,}51515 \cdot \underline{G} + 0{,}00520 \cdot \underline{B}$$
$$\underline{Y} = -\,0{,}89653 \cdot \underline{R} + 1{,}42640 \cdot \underline{G} - 0{,}01441 \cdot \underline{B}$$
$$\underline{Z} = -\,0{,}46807 \cdot \underline{R} + 0{,}08875 \cdot \underline{G} + 1{,}00921 \cdot \underline{B}$$

Hiermit gilt wieder für eine beliebige Farbvalenz $\underline{F}$

$$\underline{F} = X \cdot \underline{X} + Y \cdot \underline{Y} + Z \cdot \underline{Z}$$

Die Normvalenzen $\underline{X}$, $\underline{Y}$, $\underline{Z}$ sind so festgelegt, daß bezüglich der Farbwerte folgendes zutrifft:

- Für Lichtstrahlungen mit „energiegleichem Spektrum" (z. B. Tageslicht) sind die drei Normfarbwerte X, Y, Z einander gleich.
- Der Normfarbwert Y ist dem Hellemplindlichkeitsgrad verhältnisgleich: $Y_\lambda \sim V_\lambda$. Das heißt: Der Leuchtdichte-Beiwert L_y hat den Wert 1, während die Leuchtdichte-Beiwerte L_x und L_z gleich Null sind.

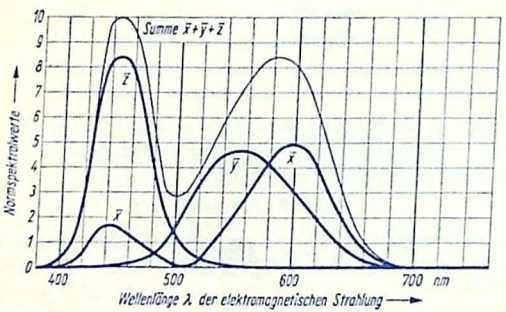


Bild 2

Die zu den einzelnen Wellenlängen gehörenden Normfarbwerte X, Y, Z werden **Normspektralwerte** [Formelzeichen $\bar{x}(\lambda)$, $\bar{y}(\lambda)$, $\bar{z}(\lambda)$] genannt. **Bild 2** zeigt gemäß DIN 5033 Blatt 2 die Normspektralwerte als Funktionen der Frequenz.

Für das Bewerten der **Farbart** einer monochromatischen Lichtstrahlung benötigt man statt der Normspektralwerte $\bar{x}(\lambda)$, $\bar{y}(\lambda)$, $\bar{z}(\lambda)$ selbst, nur deren Anteile an der Normspektralwert-Summe $[\bar{x}(\lambda) + \bar{y}(\lambda) + \bar{z}(\lambda)]$, nämlich die **Normspektralwert-Anteile**

$$x(\lambda) = \frac{\bar{x}(\lambda)}{\bar{x}(\lambda) + \bar{y}(\lambda) + \bar{z}(\lambda)}$$

$$y(\lambda) = \frac{\bar{y}(\lambda)}{\bar{x}(\lambda) + \bar{y}(\lambda) + \bar{z}(\lambda)}$$

$$z(\lambda) = \frac{\bar{z}(\lambda)}{\bar{x}(\lambda) + \bar{y}(\lambda) + \bar{z}(\lambda)}$$

Die Normspektralwert-Anteile gelten, ebenso wie die ihnen zugrunde liegenden Normspektralwerte, ausschließlich für die Spektralfarben, d. h. für das Bewerten der Farbarten monochromatischer Lichtstrahlungen.

Für das Bewerten beliebiger Lichtstrahlungen greift man auf die Normfarbwerte X, Y, Z zurück und verwendet zum Kennzeichnen der Farbart die hierzugehörenden **Normfarbwert-Anteile** x, y, z:

$$x = \frac{X}{X + Y + Z} \qquad y = \frac{Y}{X + Y + Z} \qquad z = \frac{Z}{X + Y + Z}$$

Der zu einem beliebigen (mehr- oder vielwelligen) Farbreiz [Farbreizfunktion $\varphi(\lambda)$] gehörende Normfarbwert X leitet sich so aus dem Normspektralwert $\bar{x}(\lambda)$ ab:

$$X = \frac{1}{k} \int_{380\text{ nm}}^{780\text{ nm}} \varphi(\lambda) \cdot \bar{x}(\lambda) \cdot d(\lambda)$$

Bild 3 enthält als obere Grenzen der Normfarbwert-Anteile x, y, z, die Normspektralwert-Anteile als Funktionen der Wellenlänge der monochromatischen Farblichtstrahlung.

In Bild 3 unten ist angegeben, welche Wellenlängenbereiche den drei Farbarten Blau, Grün und Rot entsprechen. Das läßt erkennen:

Maßgebend sind

für Rot im wesentlichen	x
für Grün vor allem	y
für Blau vorwiegend	z

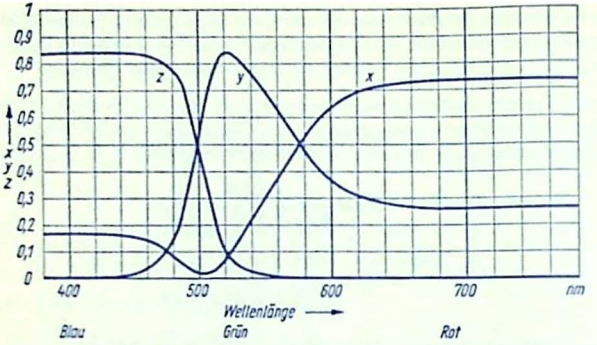


Bild 3

Vom menschlichen Auge werden gemäß Bild 3 beispielsweise die dort angegebenen Spektral-Farbtöne so bewertet:

Rot	bei $\lambda = 680$ nm	mit	$x = 0{,}73$	$y = 0{,}27$	$z = 0$
Grün	bei $\lambda = 520$ nm	mit	$x = 0{,}075$	$y = 0{,}825$	$z = 0{,}1$
Blau	bei $\lambda = 460$ nm	mit	$x = 0{,}14$	$y = 0{,}03$	$z = 0{,}83$

Hierbei handelt es sich, wie mit dem Vorsatz „Spektral" angedeutet, durchweg um voll gesättigte Farbtöne (Farbsättigungsgrad 1).

Gesättigte (satte) und nicht gesättigte (blasse) Farben

Gesättigte Farben sind die Spektralfarben und die Purpurfarben (Farbsättigungsgrad 1). Alle übrigen Farben sind nicht voll gesättigt (Farbsättigungsgrad zwischen 0 und 1). Sie werden als weniger farbig wahrgenommen. Mit der Abnahme des Farbsättigungsgrades wird aus jeder Farbe bei genügender Leuchtdichte schließlich reines Weiß (sonst unbuntes Grau).

Beispiel: Vermindert man den Farbsättigungsgrad von Rot, so ergibt sich damit Rosa, das immer blasser wird und schließlich in Weiß übergeht.

Mischungen wenigstens zweier einwelliger Strahlungen sind meistens nicht voll gesättigt.

Ausnahmen sind die Purpurfarben sowie Mischungen aus Strahlungen mit Wellenlängen zwischen etwa 560 nm und 700 nm. Diese Mischungen nimmt man ebenfalls als voll gesättigte Farben wahr und bezeichnet sie deshalb auch als gesättigt. So werden beispielsweise Mischungen von gesättigt orangefarbener oder roter Lichtstrahlung mit gesättigt gelbgrüner Lichtstrahlung als gesättigt gelbe Lichtstrahlung wahrgenommen.

Näheres hierüber im Kapitel: „Mischen von Farblichtstrahlungen".

Weiße bzw. unbunte Lichtstrahlung

Als weiße Lichtstrahlung bezeichnet man die Tageslichtstrahlung bei bedecktem Himmel. Auch das Sonnenlicht wird, abgesehen von den Zeiten des Sonnen-Aufganges und Sonnen-Unterganges, als weißes Licht wahrgenommen. Läßt man Sonnenlicht durch einen Spalt auf ein optisches Prisma fallen, so gelingt es, dieses weiße Licht in sein Spektrum zu zerlegen. Ein solches Zerlegen findet auch in sonnenbeschienenen Regentropfen statt, wobei sich das Ergebnis der Zerlegung als Regenbogen zeigt. Das Spektrum der Tages- und Sonnenlichtstrahlung ist kontinuierlich. Das heißt: In ihm sind alle Wellenlängen des Spektralbereiches vertreten. Außerdem gilt für diese Spektren auch eine von der Wellenlänge nahezu unabhängige spektrale Leistungsdichte.

Aus dem Vorstehenden folgt: Die weiße (unbunte) Lichtstrahlung besteht aus einer Mischung von Farblichtstrahlungen.

Einigermaßen ähnliche Spektren wie das Tageslicht haben die „Tageslicht-Leuchtstofflampen". Hierin aber sind einzelne Wellenlängenbereiche doch stärker vertreten als andere Wellenlängenbereiche. Deshalb werden manche Gegenstandsfarben bei Beleuchtung mit Tageslicht-Leuchtstofflampen etwas anders wahrgenommen als bei Tageslicht.

Das als Weiß wahrgenommene Leuchten der Bildschirme von Schwarz-Weiß-Fernseh-Bildröhren hat ein völlig anderes Spektrum: Dieses umfaßt lediglich Anteile von gelben und blauen Lichtstrahlungen. Betrachtet man das Bildschirmleuchten einer Schwarz-Weiß-Fernseh-Bildröhre mit ausreichender Vergrößerung, so erkennt man dort gelb und blau leuchtende Stellen.

Beim Farb-Fernsehen wird auf dem Bildschirm eine weiße Stelle damit wiedergegeben, daß dicht nebeneinander in dafür richtigen Leuchtdichteverhältnissen die entsprechenden Leuchtpunkte zum Ausstrahlen von rotem, grünem und blauem Farblicht angeregt werden. Falls man die weiße (unbunte) Lichtstrahlung selbst unmittelbar auf das Auge wirken läßt, wie etwa beim Betrachten der Wiedergabe auf dem Bildschirm einer Fernseh-Bildröhre oder des Leuchtens einer Leuchtstoffröhre, ist das spezielle Spektrum der weißen Lichtstrahlung völlig belanglos. Auch beim Beleuchten einer „weißen" Fläche zeigen sich keine Unterschiede, die auf die spektrale Zusammensetzung des weißen Lichtes schließen ließen. Werden aber mit einer weißen Lichtstrahlung farbige (bunte) Gegenstände beleuchtet, so kann das spezielle Spektrum der weißen Lichtstrahlung von ausschlaggebender Bedeutung werden:

Beispiel: Eine rote Fläche wird beim Beleuchten mit einer weißen Lichtstrahlung, die nichts als einen gelben Anteil und einen blauen Anteil hat, grau-schwarz wahrgenommen, weil diese Fläche nur einen roten Anteil der Lichtstrahlung zu reflektieren vermag.

Unabhängig vom jeweiligen Spektrum ist die als weiß oder unbunt wahrgenommene Lichtstrahlung mit völligem oder wenigstens weitgehendem Übereinstimmen der Werte von x, y und z gekennzeichnet.

Da man das Weiß verschieden definieren kann, wenn man noch einen geringen Farbanteil zuläßt, wurde das mit $x = y = z = 0{,}333\ldots$ festgelegte Weiß als **Unbunt** bezeichnet.

Farblichtstrahlung mit einem Farbsättigungsgrad unter 1

Eine Farblichtstrahlung mit einem Farbsättigungsgrad unter 1 kann man sich entstanden denken als die Summe aus einer Farblichtstrahlung mit demselben Farbton, aber mit dem

Farbsättigungsgrad 1 und einer unbunten Lichtstrahlung. Will man dies anhand der Farbartkoordinaten x, y und z betrachten, so hat man zu berücksichtigen, daß gemäß der Definition die Summe der Werte der drei Farbkoordinaten in jedem Fall die Zahl 1 ergeben muß. Das bedeutet: Fügt man der Farblichtstrahlung mit dem Farbsättigungsgrad 1 eine unbunte Lichtstrahlung zu, deren Leistungsdichte gleich dem a-fachen der Leistungsdichte der Farblichtstrahlung ist, so muß man, um die Farbartkoordinaten für die Farbart der Gesamt-Lichtstrahlung zu erhalten, die Werte der Farbartkoordinaten der Farblichtstrahlung durch $(1 + a)$ dividieren und die Farbartkoordinaten der unbunten Lichtstrahlung mit $\frac{a}{1+a}$ multiplizieren und beide so erhaltene Werte addieren. Das führt man so durch, daß man die Werte der Farbartkoordinaten der weißen Lichtstrahlung mit a multipliziert, dann die Farbartkoordinaten der Farblichtstrahlung addiert und die so entstandenen Summen durch $1 + a$ dividiert.

Hierzu zwei Beispiele:

Beide Male handelt es sich um eine Farblichtstrahlung, die als Grün wahrgenommen wird und deren Wellenlänge 520 nm beträgt. Dieses Licht ist bei dem Farbsättigungsgrad 1 gekennzeichnet mit

$$x = 0{,}075 \qquad y = 0{,}825 \qquad z = 0{,}1$$

Erstes Beispiel: Wird dieser Farblichtstrahlung unbunte Lichtstrahlung mit dem 0,6-fachen der Leistungsdichte der Farblichtstrahlung zugemischt, so kommen zu deren Farbartkoordinaten drei Anteile von $0{,}33 \cdot 0{,}6 = 0{,}2$ hinzu. Jede einzelne Summe muß nun durch $(1 + 0{,}6)$ geteilt werden, damit sich als Summe der Wert der drei Farbartkoordinaten die Zahl 1 ergibt. Somit erhält man als Farbartkoordinaten der Mischung von beiden Lichtstrahlungen:

$$x = \frac{0{,}075 + 0{,}2}{1 + 0{,}6} \approx 0{,}172 \qquad y = \frac{1{,}025}{1{,}6} \approx 0{,}64 \qquad z = \frac{0{,}3}{1{,}6} \approx 0{,}188$$

Zweites Beispiel: Ein noch blasseres Grün wird wahrgenommen, wenn zu der Farblichtstrahlung eine unbunte Lichtstrahlung mit einer Leistungsdichte gleich dem 1,5fachen der Leistungsdichte der Farblichtstrahlung addiert wird. Dann kommen zu jeder Farbartkoordinate der grünen Lichtstrahlung $0{,}33 \cdot 1{,}5 = 0{,}5$ hinzu. Um die Summe 1 zu erhalten, muß dann jede einzelne Summe durch $1 + 1{,}5 = 2{,}5$ geteilt werden. Die Ergebnisse sind:

$$x = \frac{0{,}575}{2{,}5} = 0{,}23 \qquad y = \frac{1{,}325}{2{,}5} = 0{,}53 \qquad z = \frac{0{,}6}{2{,}5} \approx 0{,}24$$

Farbart-Tafel

Da stets $z = 1 - (x + y)$ ist, genügt es, die Farbart allein mit x und y zu kennzeichnen. Um ein Wertepaar x, y graphisch darzustellen, kann man ein rechtwinkliges Koordinatennetz mit einer senkrechten y-Achse und einer waagerechten x-Achse verwenden.
Hier handelt es sich entsprechend Bild 3 um Werte von x zwischen nahezu Null und ungefähr 0,73 sowie um Werte von y zwischen Null und etwa 0,825. Deshalb ist es ausreichend, wenn man die Maßstäbe für x und y so wählt, daß sie sich von 0 ... 1 erstrecken.

Von dem mit beiden Achsen begrenzten Quadranten I der Zeichenebene kommt im übrigen nur der Abschnitt in Frage, für den der Wert der Summe $x + y$ zwischen 0 und 1 liegt. Dieser Abschnitt ist mit der Geraden begrenzt, die durch die Punkte $x = 1, y = 0$ und $y = 1, y = 0$ geht. Diese Fläche **(Bild 4)** nennt man Farbart-Tafel (bzw. nicht exakt **Farbtafel**).

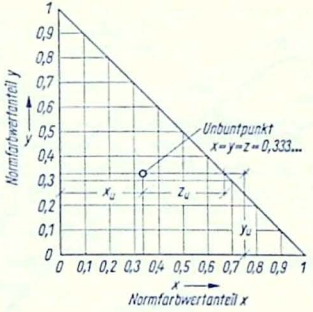


Bild 4

Fläche der reellen Farbarten

Es wurde bereits angedeutet, daß das mit Bild 4 gegebene Dreieck zum Festlegen der mit x und y gekennzeichneten Farbarten nicht voll ausgenutzt werden kann. Es gilt nämlich: $x_{max} \approx 0{,}73$ und $y_{max} \approx 0{,}825$. Bild 3 zeigt, daß die Fläche, die für die Wertepaare der vom menschlichen Gesichtssinn wahrnehmbaren Farbarten in Betracht kommt, weiterhin begrenzt ist, weil x niemals völlig auf den Wert Null absinkt und auch y den Wert Null nicht ganz erreicht. Überträgt man die x-y-Wertepaare aus Bild 3 in ein Dreieck gemäß Bild 4, so erhält man eine hufeisenförmig gebogene Linie, die sich von unten links nach rechts erstreckt **(Bild 5)**. Man nennt diese Linie **Spektralfarbenzug**. Nach Bild 3 ist zu erwarten, daß die den einzelnen Frequenzen zugeordneten Punkte an den Enden der gebogenen Linie eng zusammengedrängt sind. Das trifft zu: Die **Bilder 6** und **7** zeigen die beiden Endstücke in größerem Maßstab.

In den Bildern 5 ... 7 ist als untere Grenze der oben und an den Seiten vom Spektralfarbenzug begrenzten Fläche die Purpurlinie eingetragen. Auf diese wird im folgenden Abschnitt eingegangen.

Die vom Spektralfarbenzug und der Purpurlinie umschlossene Fläche in der Farbart-Tafel umfaßt die Wertepaare aller reellen Farbarten. Unter einer **reellen Farbart** ist eine mit dem menschlichen Gesichtssinn wahrnehmbare Farbart zu verstehen.

Innerhalb der Farbart-Tafel kennzeichnet jedes Wertepaar x, y einen Punkt, den man **Farbort** nennt und dem eine jeweils ganz bestimmte Farbart (nach Farbton und Farbsättigungsgrad) zugeordnet ist. Die Farborte der Spektralfarben liegen sämtlich auf dem Spektralfarbenzug. Alle in der Farbart-Tafel außerhalb der Fläche der reellen Farbarten liegenden Farborte haben nur theoretische Bedeutung. Die dazu gehörenden Farbarten nennt man **virtuelle Farbarten.**

Die Purpurlinie

Wie in den Bildern 5 ... 7 eingetragen, befinden sich die Farborte der gesättigten Purpurfarben auf der geraden Verbindungslinie der Endpunkte des Spektralfarbenzuges. Diese Linie heißt demgemäß Purpurlinie.

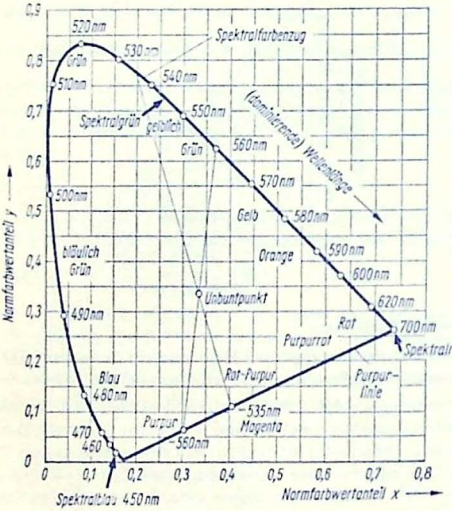


Bild 5

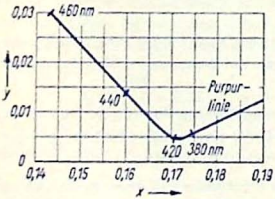


Bild 6

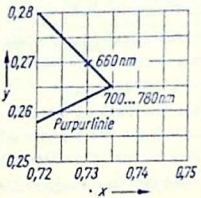


Bild 7

Die auf der Purpurlinie liegenden Farborte kann man zwar in gleicher Weise wie die Farborte, die zum Spektralfarbenzug gehören, mit Farbartkoordinaten festlegen und ange-

ben. Eine unmittelbare Wellenlängenangabe für die Farborte der Purpurlinie ist jedoch nicht möglich. Doch kann man sich hierfür auf die zu den Farborten des Spektralfarbenzuges gehörenden Wellenlängen beziehen: Man gibt dabei für die Purpurlinien-Farborte negative Wellenlängen an (siehe Bild 5 unten). Die negativen Wellenlängen sind die mit einem negativen Vorzeichen versehenen Werte der Wellenlängen, die zu den Schnittpunkten der durch den Unbuntpunkt und die betreffenden Farborte der Purpurlinie gelegten Geraden mit dem Spektralfarbenzug gehören.

Ausgenutzter Teil der Farbart-Tafel

Mit gesättigten Farben hat man es auch in der Natur nur in seltenen Ausnahmefällen zu tun. Fast immer ist der Farbsättigungsgrad wesentlich kleiner als 1. Das gilt besonders für alle grünen Farbtöne und für die mittleren Purpurtöne. Somit stört es wenig, daß in der Reproduktionstechnik (Farbphotographie und Farbdruck) gesättigte Farben nicht darzustellen sind. Bei solchen Reproduktionen kann nur etwa das in **Bild 8** schraffierte Gebiet der Farbart-Tafel ausgenutzt werden.

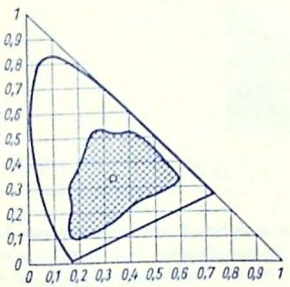


Bild 8

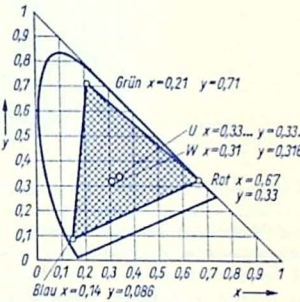


Bild 9

Für das Farb-Fernsehen ist der ausnutzbare Bereich größer **(Bild 9)**. Zur Zeit nutzt man diesen Bereich häufig voll aus. Hiermit stehen im Gegensatz zu dem, was in der Natur normalerweise an Farbarten vorkommt, für einzelne Farbton-Bereiche höhere Farbsättigungsgrade zur Verfügung. Ein wie in Bild 9 mit den Farborten dreier Farbarten in der Farbart-Tafel festgelegtes Dreieck nennt man **Farbdreieck** (genauer **Farbart-Dreieck**). Mit dem Mischen von Lichtstrahlungen der drei den Eckpunkten der Dreiecksfläche entsprechenden Farbarten können sämtliche Farbarten hergestellt werden, deren Farborte innerhalb des Farbdreiecks liegen.

Als Hilfsmittel zum Beurteilen der Farbsättigungen, die für die in den Bildern 8 und 9 schraffierten Flächen gelten, sind in **Bild 10** Linien gleichen Farbsättigungsgrades eingetragen.

Gebrochene Farben

In den vorangehenden Abschnitten sind nur Bezeichnungen für Farben erwähnt bzw. in den Bildern eingetragen, die als reine Farben wahrgenommen werden, so bekommt man beispielsweise die Vorstellung von einem bestimmten Grün, das in der Farbart-Tafel vom Spektralfarbenzug aus nach dem Unbuntpunkt hin ins Blaßgrüne und schließlich in Weiß übergeht, ohne dabei seinen Farbton zu ändern. Ein solches Grün bezeichnet man z. B. im Gegensatz zu einem Olivgrün als rein. In Wirklichkeit handelt es sich jedoch bei der Farbart-Tafel und auch bei dem Spektralfarbenzug gar nicht um Farben, sondern nur um die Farbarten, die erst mit Hinzukommen einer Leuchtdichte zu wahrnehmbaren Farben werden. Um trotzdem eine lebendige Vorstellung von den Farbarten zu haben, darf man sich die Farbart-Tafel so denken, daß sämtliche Farben sowie das Unbunt mit durchweg übereinstimmender Leuchtdichte wahrzunehmen sind.

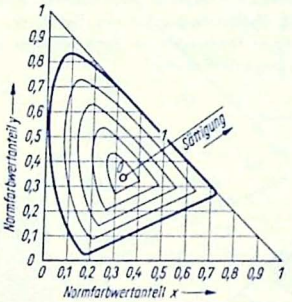


Bild 10

Farblichtstrahlungen, deren Leuchtdichte geringer ist als die mit dem helladaptierten Auge wahrgenommene mittlere Leuchtdichte, bezeichnet man als gebrochen. Das Olivgrün ist z. B. eine gebrochene Farbe. Es ist ein Gelbgrün mit einer Wellenlänge von etwa 560 nm, aber mit einer verminderten Leuchtdichte. Eine Ockerfarbe wird wahrgenommen, wenn es sich um eine Lichtstrahlung mit verminderter Leuchtdichte bei einer Wellenlänge von etwa 590 nm handelt.

Man kann sich das so vorstellen, wie dies mit **Bild 11** veranschaulicht wird. Dort ist aus der Farbart-Tafel ein Prisma entwickelt. Die Grundfläche des Prismas hat man sich völlig schwarz, d. h. mit der Leuchtdichte Null, zu denken. Der obersten Ebene ist eine Leuchtdichte zugeordnet, die wesentlich größer ist als die mittlere Leuchtdichte der Umgebung. Von unten nach oben soll die Leuchtdichte linear zunehmen.

Aus dem Prisma ist in Bild 11 ein Teil herausgeschnitten. Zwei Schnittflächen stehen senkrecht und damit parallel zur Achse des Prismas. Sie enthalten beide die Unbuntachse (d. h. die Verbindungslinie der Unbuntpunkte sämtlicher waagerechten Ebenen des Prismas) und sind im übrigen einzeln mit je einer Wellenlänge (etwa 600 nm und 570 nm) festgelegt. Dem herausgeschnittenen Wellenlängenbereich entsprechen gelbe Farbtöne vom rötlichen Orange bis zum grünlichen Gelb. Die dritte Schnittebene geht ebenfalls durch die auf der schwarzen Grundebene den Wellenlängen 600 nm und 570 nm zugeordneten Punkte und

durch den Unbuntpunkt der oberen End-Ebene. Von der dritten Schnittebene ist in Bild 11 ein ungefähr gleichschenkliges Dreieck zu sehen. Auf ihm liegen dem gelben Bereich des Farbdreiecks zugeordnete Farborte. Für sie nehmen von unten nach oben die Leuchtdichte zu und die Farbsättigung ab. Damit gehen die Farbarten dort vom tiefen Schwarz (unten) über braune Töne, Ockertöne und sogenannte Beigetöne in Weiß (oben) über. Hierbei hat die linke Seite stets einen Stich ins Rötliche und die rechte Seite einen Stich ins Grünliche.

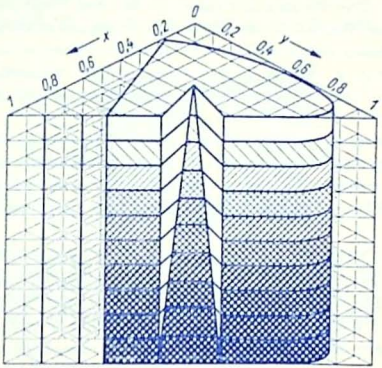


Bild 11

Einfluß der Umgebung

In der Farbart-Tafel bleiben die Einflüsse unberücksichtigt, die Leuchtdichte, Leuchtdichte-Kontraste und die Unterschiede der Farbtöne sowie der Farbsättigungsgrade zwischen dem betrachteten Farbfleck und seiner Umgebung bzw. der unmittelbar zuvor betrachteten Fläche betreffen. Nur im vorangehenden Abschnitt ist kurz auf die mittlere Leuchtdichte der Umgebung hingewiesen.

Die Einflüsse der mittleren Leuchtdichte und der mittleren Farbart der Umgebung sind jedoch sehr groß.

Hierzu noch zwei Beispiele:

1. Beispiel: Ein gelber Farbton mit reduzierter Leuchtdichte wirkt in einer schwarzen Umgebung etwa wie ein leuchtendes Gelb und in einer sehr hellen Umgebung wie ein Olivgrün oder ein stumpfes Braun.

2. Beispiel: Zwei Fernseh-Bildröhren für Schwarz-Weiß-Fernsehen unterscheiden sich darin, daß die zum Leuchten angeregten Stellen des einen Bildschirmes (I) einen Stich ins Bläuliche und die des anderen Bildschirmes (II) einen Stich ins Gelbliche haben. Betrachtet man eine Darbietung längere Zeit auf dem Bildschirm I und dann plötzlich auf dem Bildschirm II, so hat man bei I den Eindruck eines reinen Weiß und bei II den Eindruck eines gelblichen Farbtones. Lenkt man die Aufmerksamkeit einige Zeit auf den Bildschirm II und blickt dann unvermittelt auf den Bildschirm I, so nimmt man das Leuchten des Bildschirmes II als reines Weiß wahr und hat beim Leuchten des Bildschirmes I den Eindruck eines bläulichen Tones.

Mischen von Farblichtstrahlungen

Mischen von Farblichtstrahlungen (additive Farbmischung)

Farblichtstrahlung mit dem Farbsättigungsgrad 1 ist Lichtstrahlung mit den Farbarten, deren Farborte auf dem Spektralfarbenzug oder auf der Purpurlinie der Farbart-Tafel (Farbtafel) liegen.

Für alle Farbarten, deren Farborte sich innerhalb der vom Spektralfarbenzug und der Purpurlinie begrenzten Fläche befinden, ist der Farbsättigungsgrad kleiner als 1. Man kann diese Farbarten auffassen als Spektral- oder Purpurfarben, denen ein Anteil von unbunter Lichtstrahlung zugefügt ist. Unbunte Lichtstrahlung kann auf sehr verschiedene Weise zustande kommen. Stets aber ist sie das Ergebnis einer Mischung von verschiedenfarbigen Lichtstrahlungen.

In der Farbart-Tafel ist der Farbort, der zu einer Mischung zweier Farblichtstrahlungen gehört, ein Punkt auf der Verbindungslinie der Farborte der beiden einzelnen Farblichtstrahlungen. Das Verhältnis der Entfernungen des Farbortes der Mischung zweier Lichtstrahlungen von den Einzel-Farborten wird vom Verhältnis ihrer Intensitäten (**Leistungsdichten**) bestimmt.

Um das Ergebnis der Mischung von Farblichtstrahlungen sichtbar zu machen, läßt man z. B. diese Farblichtstrahlungen gemeinsam auf eine weiße Fläche fallen. Das ist eine Fläche, die alle Lichtstrahlungen unabhängig von deren Wellenlänge im selben Ausmaß reflektiert, deren Licht-Reflexionsgrad somit unabhängig von der Wellenlänge ist.

1. Beispiel: Beleuchtet man die weiße Fläche sowohl mit blaugrüner wie auch mit gelber Lichtstrahlung gemeinsam, so wandert der Farbort dieser Mischung der Farblichtstrahlungen mit wachsendem Verhältnis der Intensität der gelben Lichtstrahlung zu der Intensität der blaugrünen Lichtstrahlung vom Farbort Blaugrün zum Farbort Gelb. **Bild 1** zeigt das mit der Strecke a.

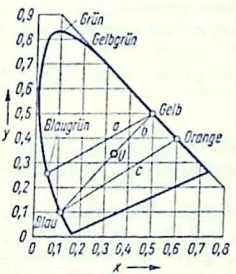


Bild 1

Denkt man sich jeweils die Verbindung zwischen dem betreffenden Farbort und dem Unbuntpunkt U bis zum Schnittpunkt mit dem Spektralfarbenzug verlängert, so erkennt man, daß der Übergang von Blaugrün auf Gelb, wie man das wohl erwartet, über Gelbgrün geht. Dabei nimmt der Farbsättigungsgrad bis auf etwa 0,1 ab, um dann wieder zuzunehmen.

2. Beispiel: Beleuchtet man die weiße Fläche wieder mit gelber Lichtstrahlung und außerdem mit der blauen Lichtstrahlung, deren Farbart zu der gelben Lichtstrahlung genau komplementär ist, und läßt das Intensitäts-Verhältnis Blau zu Gelb von Null aus ansteigen, so geht das Gelb über Unbunt in Blau über, ohne daß hierbei grüne Farbtönungen wahrnehmbar sind (Strecke *b* in Bild 1). Das **Bild 2** veranschaulicht dazu den Fall für gleiche Intensitäten der gelben und der blauen Lichtstrahlungen: Die von beiden Farblichtstrahlungen gemeinsam getroffene Fläche ist unbunt. Die Intensität der unbunten Lichtstrahlung ist gleich der Summe der beiden Einzel-Intensitäten der zwei Farblichtstrahlungen.

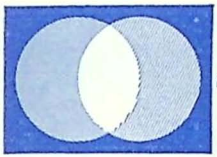


Bild 2

3. Beispiel: Diesmal wird die weiße Fläche gleichzeitig mit Orange und Blau beleuchtet. Die von der Gesamt-Lichtstrahlung herrührende Intensität sei konstant, die von der blauen Lichtstrahlung bewirkte Intensität nehme von Null ausgehend zu und dementsprechend die von der orangefarbenen Lichtstrahlung bewirkte Intensität ab. Dabei ändert sich die wahrgenommene Farbe vom Orange über Rot sowie anschließend über die Purpurfarben und Purpurblau bis Blau (Strecke *c* in Bild 1), wobei der Farbsättigungsgrad erst abnimmt und dann wieder ansteigt.

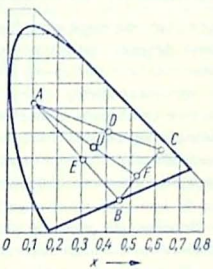


Bild 3

4. Beispiel: In **Bild 3** sind drei Farblichtarten, nämlich Bläulich-Grün (*A*), Purpur (*B*) und Orange (*C*) zugrunde gelegt. Bei jeweils bestimmten Intensitäts-Verhältnissen gilt:

Farblichtarten	Wahrgenommene Farbe
Bläulich-Grün und Orange (*A* und *C*)	Gelb (*D*)
Bläulich-Grün und Purpur (*A* und *B*)	Blau (*E*)
Orange und Purpur (*C* und *B*)	Rot (*F*)

Bild 4 veranschaulicht das unmittelbar. Dieses Bild zeigt

- drei Kreisflächen, die von den Einzel-Farblichtstrahlungen getroffen werden,
- drei Flächenteile, auf die jeweils zwei der drei Farblichtstrahlungen gemeinsam auftreffen
- den mittleren, hier unbunten Flächenteil, auf den die Summe der drei Farblichtstrahlungen einwirkt.

Dabei nimmt, wie mit den Schraffuren angedeutet, die Intensität mit der Anzahl der auftreffenden Farblichtstrahlungen zu.

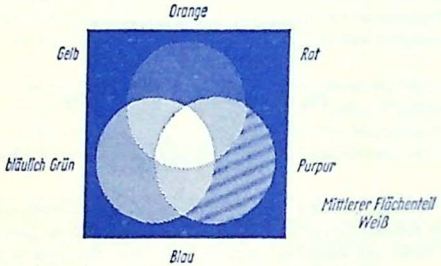


Bild 4

Mischungen der Farblichtstrahlungen auf dem Bildschirm der Fernseh-Bildröhre

Auch beim Schwarz-Weiß-Fernsehen hat man es mit einer Mischung von Farblichtstrahlungen zu tun: Leuchtstoffe, die beim Anregen mit ultraviolettem Licht oder Elektronen-Aufprall unbunt aufleuchten, stehen nicht zur Verfügung. Deshalb muß man, um ein unbuntes Leuchten zu erreichen, verschiedenfarbig aufleuchtende Leuchtstoffe passend mischen. Hierfür genügen bereits zwei Leuchtstoffe, die so leuchten, daß die Verbindungslinie der zu ihren Farblichtstrahlungen gehörenden Farborte in der Farbart-Tafel durch den Unbuntpunkt oder durch irgend einen in dessen nächster Umgebung gelegenen Punkt geht. Farbtöne, die diese Bedingung bei passenden Farbsättigungsgraden erfüllen, nennt man **Komplementär-Farbtöne.** So sind beispielsweise gelbe Farbarten, deren Farborte auf einer bestimmten durch den Unbuntpunkt gehenden Geraden liegen, komplementär zu den blauen Farbarten, die auf derselben Geraden liegen. Man mischt den Leuchtstoff für Schwarz-Weiß-Fernseh-Bildschirme im allgemeinen tatsächlich aus blau und gelb aufleuchtenden Leuchtstoffen.

Für das Farb-Fernsehen braucht man mehr als zwei verschiedenfarbig aufleuchtende Leuchtstoffe. Bei allen heutigen Farbfernseh-Verfahren begnügt man sich mit drei solchen Leuchtstoffen: Beispielsweise enthält der Bildschirm der Lochmasken-Farbfernseh-Bildröhre in regelmäßiger Verteilung dreierlei Leuchtstoffpunkte, die beim Auftreffen eines Elektronenstrahls rot bzw. grün bzw. blau aufleuchten. Die Leuchtstoffe sind derart gewählt, daß die zu ihren Farblichtstrahlungen gehörenden Farborte so in der Farbart-Tafel

liegen, wie es **Bild 5** erkennen läßt. Das Bild 5 enthält das aus diesen Punkten R, G und B und deren Verbindungslinien bestehende Farbartdreieck (Farbdreieck). Die dünn eingetragene Umrandungslinie der Fläche, in denen die Farborte der Reproduktionstechnik (Farbfilm, Farbphoto, Farbdruck und auch Malerei) liegen, zeigt, daß diese Fläche sich nur an wenigen Stellen unwesentlich über das für das Farb-Fernsehen geltende Dreieck hinaus erstreckt.

Das Mischen der Farblicht-Strahlungen erfolgt hierbei erst im Auge des Beobachters: Die Farbpunkte auf dem Bildschirm der Farbfernseh-Bildröhre sind so klein und liegen derart nahe beieinander, daß man sie bei üblichem Betrachtungsabstand nicht mehr einzeln wahrnimmt.

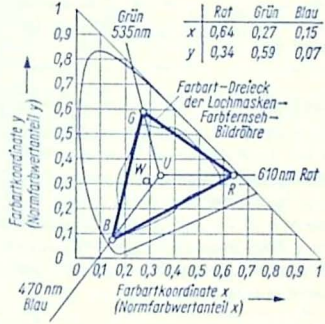


Bild 5

Wie anhand der Bilder 1 und 3 gezeigt wurde, kann man mit den Farbarten von den Farblichtstrahlungen der Bildschirm-Leuchtstoffe Rot, Grün und Blau das Wahrnehmen aller derjenigen Farbarten erreichen, die den Punkten der Fläche des Dreiecks R, G, B entsprechen.

Weiße (unbunte) Lichtstrahlung

Das Bild 5 enthält den Unbuntpunkt U und den Weißpunkt W. Zum Unbuntpunkt gehört $x = y = z = 0{,}333$ ... Die Farbartkoordinaten des Weißpunktes sind für Tageslicht bei bedecktem Himmel: $x = 0{,}31$, $y = 0{,}316$. Beim Farb-Fernsehen sind sie mit $x = 0{,}281$ und $y = 0{,}311$ festgelegt.

Unter weißer Lichtstrahlung versteht man allgemein jede mit genügend hoher Intensität auftretende Lichtstrahlung, deren Farbart mit dem Unbuntpunkt oder einem anderen nahe bei diesem Punkt gelegenen Punkt gegeben ist. Oft schließt man in den Begriff der weißen Strahlung im besonderen die Forderung eines kontinuierlichen Leistungs-Spektrums im Bereich des (sichtbaren) Lichts zusätzlich ein, dessen spektrale Leistungsdichte nicht oder nur wenig von der Wellenlänge abhängt. Eine solche weiße Lichtstrahlung kann man als Idealfall des weißen Lichtes ansehen. Ob die weiße Lichtstrahlung ein kontinuierliches Spektrum hat oder lediglich aus wenigen Farblichtstrahlungen gemischt ist, spielt keine Rolle, wenn man die Lichtstrahlung unmittelbar betrachtet. Ein solcher Fall ist beim Betrachten des Bildschirmes einer Fernseh-Bildröhre gegeben. Ganz anders verhält es sich, wenn

mit der an und für sich als weiß wahrgenommenen Lichtstrahlung farbige Gegenstände beleuchtet oder durchleuchtet werden. Dabei kommt die gesamte Farbskala der Gegenstandsfarben allgemein nur zur Geltung, wenn die zum Beleuchten dienende weiße Lichtstrahlung ein kontinuierliches Spektrum hat. Das **Bild 6** gibt für weiße bzw. beinahe weiße Lichtstrahlung mit kontinuierlichem Spektrum zwei Beispiele:

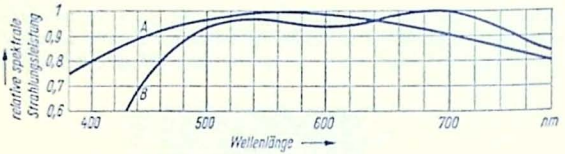


Bild 6

Das Spektrum A ist das des Sonnenlichtes. Das Spektrum B ist das der Lichtstrahlung „B".

Das Sonnenlicht umfaßt somit alle Wellenlängen im Bereich des Lichtes, wobei die spektrale Leistungsdichte von der Wellenlänge nahezu unabhängig ist. Genau genommen ist eine solche Lichtstrahlung zum Wahrnehmen der (echten) Gegenstandsfarben notwendig. Der menschliche Gesichtssinn erweist sich jedoch als anpassungsfähig, so daß sogar ein Spektrum, wie es in Bild 6 mit der Kennlinie B veranschaulicht wird (abgesehen vielleicht von der damit gegebenen Benachteiligung der blauen Farbe), zum Beurteilen von Gegenstandsfarben als brauchbar angesehen werden kann.

Siehe hierzu: „Mischen von Gegenstandsfarben".

Mischen der Farblichtstrahlungen erst auf der Netzhaut

Bisher wurde angenommen, daß das Mischen der Farblichtstrahlungen auf einer weißen Fläche, wie mit **Bild 7** angedeutet, erfolgt.

Es gibt aber für das Mischen von Farblichtstrahlungen zwei weitere Möglichkeiten, die in ihrer Auswirkung auf den menschlichen Gesichtssinn mit dem gemeinsamen Beleuchten einer weißen Fläche übereinstimmen:

1. das gemeinsame Einstrahlen der Farblichtstrahlungen auf das Auge des Betrachters so, daß sich die Auftreff-Flächen der Farblichtstrahlung auf der Netzhaut, entsprechend Bild 7, decken,

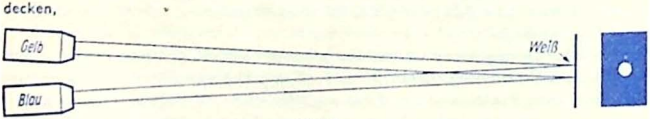


Bild 7

2. das gemeinsame Einstrahlen der Farblichtstrahlungen auf das Auge des Betrachters derart, daß die Auftreff-Punkte auf der Netzhaut einzeln sehr klein sind und in regelmäßigem Wechsel dicht beieinanderliegen.

Bei dieser Möglichkeit findet das Mischen erst bei der Wahrnehmung des Betrachters statt. Diese Art der Mischung wird beim Farb-Fernsehen ausgenutzt.

Mischen von Gegenstandsfarben

Gegenstandsfarben

Eine Gegenstandsfarbe ist ganz allgemein die beim Betrachten eines beleuchteten Gegenstandes wahrgenommene Farbe. Sie zeigt ihren Charakter vollständig nur beim Beleuchten mit einer Lichtstrahlung, deren Spektrum kontinuierlich ist, deren spektrale Leistungsdichte von der Wellenlänge (im Idealfall völlig) unabhängig ist und deren Intensität ausreicht.

Gegenstandsfarben sind somit üblicherweise die Farben, die man beim Betrachten von Gegenständen oder auch Flüssigkeiten wahrnimmt, wenn diese mit Tageslicht beleuchtet werden. Das gilt auch für das hier Folgende.

Grundsätzlich kann dabei zwischen durchsichtigen Gegenständen, die von der Lichtstrahlung durchdrungen werden, und undurchsichtigen Gegenständen, die Anteile der auftreffenden Lichtstrahlung reflektieren, unterschieden werden. Da es sich aber in beiden Fällen um das Eindringen und dann wieder (meistens nur teilweise) Austreten von Lichtstrahlung handelt (bei der Reflexion nur in entgegengesetzter Richtung als beim Durchlaß), ist eine solche Unterscheidung unnötig. Fluoreszierende Schichten gehören nicht zu den Gegenstandsfarben.

Alle Gegenstandsfarben beruhen auf Durchlaß bzw. Reflexion und Absorption: Das, was man als Gegenstandsfarbe wahrnimmt, ist der durchgelassene bzw. reflektierte Anteil der den Gegenstand treffenden Lichtstrahlung. Der Rest der Lichtstrahlung wird absorbiert. So läßt ein Gelbfilter den gelben Anteil der Lichtstrahlung bzw. die Anteile der Lichtstrahlung durch, die zusammen als Gelb wahrgenommen werden, und absorbiert alle übrigen Anteile der Lichtstrahlung. Die Oberfläche eines als purpurrot wahrgenommenen Gegenstandes reflektiert nur die Anteile mit Wellenlängen über 700 nm und unter 400 nm. Sie absorbiert demgemäß fast im ganzen Wellenlängen-Bereich der Lichtstrahlung, nämlich alle Lichtstrahlungen mit Wellenlängen zwischen 400 nm und 700 nm.

Zu den Gegenstandsfarben gehören beispielsweise die Anstreichfarben, die Druckfarben und die Malfarben sowie die farbigen undurchsichtigen und durchsichtigen Folien.

Es gibt eine weiße Gegenstandsfarbe ebenso wie die von Weiß abweichenden Gegenstandsfarben. Der weißen Gegenstandsfarbe als Sonderfall ist der folgende Abschnitt gewidmet.

Weiße Gegenstandsfarbe

Die Farbe eines Gegenstandes wird genau genommen nur dann als Weiß bezeichnet, wenn seine Oberfläche die auffallende Lichtstrahlung gleichmäßig, d. h. unabhängig von der Wellenlänge reflektiert. Dies ist der Idealfall.

Eine Fläche kann aber auch als weiß wahrgenommen werden, wenn sie zwei Farblichtstrahlungen, deren Farbarten zueinander komplementär sind, in gleicher Weise reflektiert. Der Extremfall ist damit gegeben, daß die Fläche mit weißer Lichtstrahlung, bestehend aus zwei Lichtstrahlungs-Anteilen, deren Farbbereiche komplementär sind, beleuchtet wird und nur imstande ist, innerhalb dieser beiden komplementären Wellenlängen-Bereiche gleichmäßig zu reflektieren. Schon geringe Verschiebungen in den Wellenbereichen der Anteile der dabei nach wie vor weißen Lichtstrahlung können in einem solchen Fall erhebliche Abweichungen der wahrgenommenen Gegenstandsfarbe der beleuchteten Fläche vom reinen Weiß ergeben.

Natürlich wird eine ideal reflektierende weiße Fläche nur dann als weiß wahrgenommen, wenn sie von weißem Licht angestrahlt wird. Strahlt man sie beispielsweise mit rotem Licht an, so nimmt man sie ebenfalls als rot wahr.

Von einer ideal reflektierenden Fläche wird demgemäß genau die Farbe wahrgenommen, die die auf sie auftreffende Lichtstrahlung hat.

Mischen von (Gegenstands-)Farben

Mit dem Mischen von Farben meint man fast ausnahmslos das Mischen von Mitteln zum Färben von Oberflächen oder zum Einfärben durchsichtiger Materie. Von den Farben zum Färben von Oberflächen gibt es zwei sich erheblich unterscheidende Arten:

Lasurfarben wirken wie durchsichtige Folien. Das Reflexionsvermögen der darunterliegenden Fläche für ihren Farbbereich bleibt erhalten. Lasurfarben dienen somit als Filter.
Deckfarben (Pigmentfarben) reflektieren selbst. Sie lassen die Reflexion der darunterliegenden Fläche nicht zur Geltung kommen.

Schon aufgrund dieser Verschiedenheit des Verhaltens von Lasurfarben und von Deckfarben erfordert das Mischen von Farben hinsichtlich des gewünschten Ergebnisses eine ständige Kontrolle mit dem Auge.

Weitere Schwierigkeiten können sich daraus ergeben, daß für Farben, zu deren Farbart derselbe Farbort in der Farbart-Tafel (Farbtafel) gehört, ganz verschiedene Spektren möglich sind und sich die Spektren der Gegenstandsfarben bei erheblicher Abhängigkeit von der Wellenlänge meistens über große Wellenlängen-Bereiche erstrecken.

Mischen von Gegenstandsfarben als »subtraktive« Farbmischung

Beim Studium des Prinzips der Mischung von Gegenstandsfarben stören die Nebeneffekte, die sich für das Mischen von Deckfarben ergeben.

Um diese Schwierigkeiten zu umgehen, betrachtet man zweckmäßigerweise das Mischen von Gegenstandsfarben anhand von Farbfiltern, die zwischen der Quelle einer weißen Lichtstrahlung (z. B. des Tageslichtes) und einer weißen Auffangfläche für das von der Quelle ausgestrahlte Licht angeordnet werden.

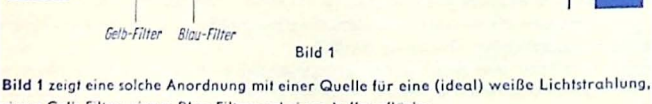


Bild 1

Bild 1 zeigt eine solche Anordnung mit einer Quelle für eine (ideal) weiße Lichtstrahlung, einem Gelb-Filter, einem Blau-Filter und einer Auffangfläche.

Das Gelb-Filter läßt von der weißen Lichtstrahlung nur den Anteil durch, der dem Wellenlängen-Bereich des Filters entspricht. Selbst beim Wahrnehmen einer völlig gesättigten gelben Farbe auf einer hinter diesem Filter eingeschobenen Auffangfläche, läßt ein Gelbfilter außer den Anteilen der weißen Lichtstrahlung, deren Wellenlängen allein dem Gelb entsprechen (Wellenlängen 575 nm ... 580 nm) auch solche grünen und roten Anteile der Lichtstrahlung durch, die (als additive Mischung) Gelb ergeben.

Hinter dem Gelb-Filter folgt das Blau-Filter, das außer der blauen Farblichtstrahlung selbst auch solche purpurne und grüne Farblichtstrahlungen durchlassen kann, die (als additive

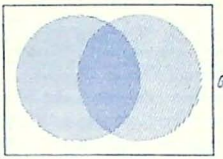


Bild 2

Mischung) Blau ergeben. Von beiden hintereinander angeordneten Filtern wird daher eine Lichtstrahlung durchgelassen, die man als Grün wahrnimmt. In **Bild 2** ist das für zwei Filter mit Schraffuren veranschaulicht. Im mittleren Teil von Bild 2 ist die grüne Farblichtstrahlung dargestellt, die übrig bleibt, wenn der Lichtstrahl durch beide Filter fällt.
Zu dem gleichen Ergebnis kommt man übrigens auch, wenn man eine gelbe und eine blaue Druckfarbe entsprechend Bild 2 übereinander druckt: Im mittleren Teil entsteht eine grüne Gegenstandsfarbe.

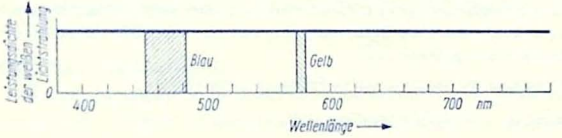


Bild 3

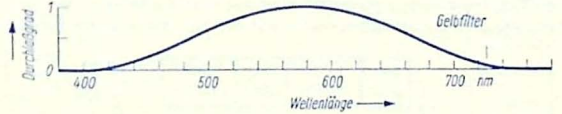


Bild 4

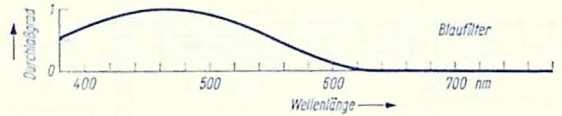


Bild 5

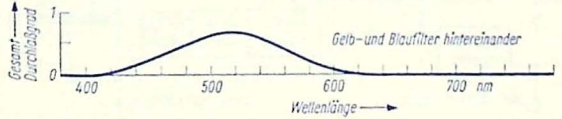


Bild 6

Die **Bilder 3 ... 6** zeigen das Ausfiltern des Grünanteiles aus weißem Licht im Gelb- und Blau-Filter aufgrund der dazu gehörenden unterschiedlichen spektralen Durchlaßgrade. Wenn die Durchlaßbereiche des Gelb- und Blau-Filters schmaler sind, als das den Bildern 3 ... 6 entspricht, kann es vorkommen, daß sich die Durchlaßbereiche nicht überschneiden und infolgedessen hinter dem zweiten Filter keine Lichtstrahlung mehr auftritt.

Blockschaltpläne der Farbfernseh-Empfänger

Übersicht

Die Blockschaltpläne der Farbfernseh-Empfänger für das NTSC-Verfahren, für das PAL-Verfahren sowie für das SECAM-Verfahren unterscheiden sich voneinander nur bezüglich der Farbwiedergabe-Teile. Deshalb können die anderen Teile der Schaltung des Farbfernseh-Empfängers hiervon getrennt dargestellt und betrachtet werden. Dies ist insofern zweckmäßig, als für das Steuern der Lochmasken-Farbfernseh-Bildröhre zwei von den verschiedenen Farbfernseh-Verfahren unabhängige Varianten bestehen. Es werden hier getrennt dargestellt und beschrieben:

- die Empfangsschaltung, die den Tuner, den Zf-Teil, den Videogleichrichter, den Tonteil und den zum Gewinnen des Leuchtdichte-Signals dienenden Teil der Empfängerschaltung umfaßt,
- die — je nach Verfahren — verschiedenen Farbwiedergabe-Teile bis zu dem Ausgang, an dem die Farb-Differenzsignale zur Verfügung stehen,
- die zwei Matrix-Schaltungen, die je nach der Steuerungsweise der Lochmasken-Farbfernseh-Bildröhre entweder aus den zwei Farb-Differenzsignalen das dritte Farb-Differenzsignal bilden oder aus den zwei Farb-Differenzsignalen und dem Leuchtdichtesignal die drei Primär-Farbsignale wiedergewinnen und
- die Ablenkschaltung mit der Lochmasken-Farbfernseh-Bildröhre.

Empfangsschaltung mit Tonteil und Video-Verstärker

In **Bild 1** ist diese Empfangsschaltung dargestellt. Dort sind oben die Antenne, der Tuner, der Bild-Zf-Verstärker mit den Demodulatoren für Bild und Ton, die gesamten Stufen für

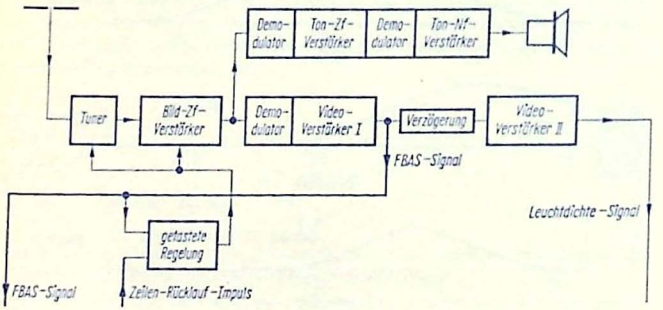


Bild 1

die Tonwiedergabe sowie der Video-Verstärker eingetragen. Darunter befindet sich der Block für die getastete Regelung.

Mit Rücksicht auf die Farbwiedergabe ist der Video-Verstärker in zwei Teile aufgegliedert.

Hinter dem ersten Teil wird das Signal zum Steuern der Farbwiedergabe-Teile entnommen. Der zweite Teil ist speziell für die Verstärkung des Leuchtdichte-Signals vorgesehen. Er ist mit einer (elektrischen) Verzögerung ausgestattet. Die Notwendigkeit der Verzögerung folgt daraus, daß für die Leuchtdichte-Wiedergabe eine weit größere Video-Bandbreite erforderlich ist als für die Farbwiedergabe und für die Synchronisier-Signale: Größere Bandbreite eines Verstärkers ist grundsätzlich mit geringerer Laufzeit im Verstärker gekoppelt.

Gemeinsames der Farbwiedergabe-Teile

Den Eingang jedes Farbwiedergabe-Teils bildet der Chroma-Verstärker, der das für die Farbwiedergabe erforderliche Farbart-Signal aus dem FBAS-Signal herausfiltert und verstärkt. Das **FBAS-Signal** ist das Gesamtsignal, bestehend aus dem Farbart-Signal, dem Leuchtdichte-Signal (Bild-Signal), dem Austast-Signal und dem Synchronisier-Signal. Am Ausgang des Farbwiedergabe-Teils befinden sich stets zwei Demodulatoren. An jedem dieser beiden Demodulatoren wird ein Farb-Differenzsignal gewonnen. Während es sich beim Original-NTSC-Verfahren um die Farb-Differenzsignale I und Q handelt, werden bei den anderen Verfahren das Farb-Differenzsignal $(R-Y)$ und das Farb-Differenzsignal $(B-Y)$ verwendet. Hier sind für das NTSC-Verfahren gleichfalls diese Farb-Differenzsignale angenommen.

NTSC-Farbwiedergabe-Teil

Im NTSC-Farbart-Signal ist der Farbträger unterdrückt. Für sein phasenrichtiges Rückgewinnen im Empfänger wird — als Farbsynchronisier-Signal — der Burst gesendet.

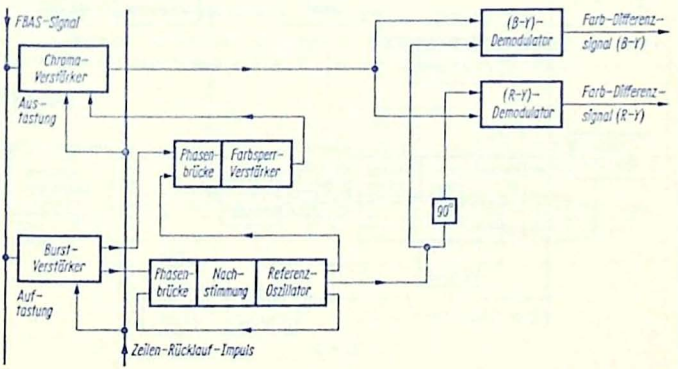


Bild 2

Hierfür benötigt man im Farbwiedergabe-Teil **(Bild 2)** einen Burst-Verstärker, der nur während des Zeilenrücklaufs mit dem Zeilenrücklaufimpuls aufgetastet wird. Dieser Impuls tastet gleichzeitig den Chroma-Verstärker aus.

Mit dem verstärkten Burst wird der Referenz-Oszillator, der den Farbträger wieder zu erzeugen hat, so beeinflußt, daß der Nullphasenwinkel des wiedererzeugten Farbträgers den mit dem Burst gegebenen Sollwert annimmt. Dazu dienen die Phasenbrücke und die Nachstimmschaltung.

Über eine zweite Phasenbrücke wird der Farbsperr-Verstärker so beeinflußt, daß dieser den Chroma-Verstärker immer dann sperrt, wenn der Burst ausbleibt.

Das vom Chroma-Verstärker kommende Farbart-Signal wird zwei Synchron-Demodulatoren zugeführt, in denen mit der Farbträger-Komponente, deren Nullphasenwinkel gleich dem Sollwert ist, das Farb-Differenzsignal $(B-Y)$ und mit der hiergegen um 90° voreilenden Farbträger-Komponente das Farb-Differenzsignal $(R-Y)$ gewonnen werden.

PAL-Farbwiedergabe-Teil

Der Farbwiedergabe-Teil des PAL-Standard-Empfängers **(Bild 3)** enthält (wie der Farbwiedergabe-Teil des NTSC-Empfängers) am Eingang außer dem Chroma-Verstärker einen Burst-Verstärker und weiterhin einen Referenz-Oszillator mit Phasenbrücke und Nachstimmschaltung sowie einen Farbsperr-Verstärker mit Phasenbrücke. Zusätzlich sind im Farbwiedergabe-Teil des PAL-Standard-Empfängers enthalten:

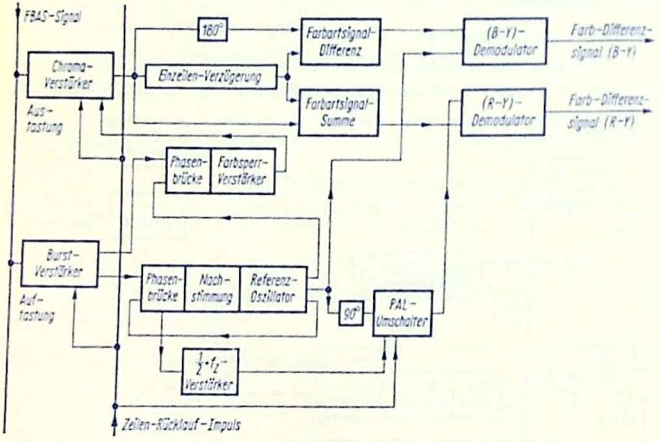


Bild 3

- eine Einzeilen-Verzögerungsanordnung,
- ein Summierglied und ein Glied zum Bilden einer Differenz,
- ein PAL-Umschalter und
- ein Verstärker für die halbe Zeilenfrequenz.

Beim PAL-Verfahren wird im Coder des Senders die $(R-Y)$-Komponente des Farbart-Signals zu Beginn jeder Zeilenperiode umgepolt.

Mit der Einzeilenverzögerung erreicht man, daß im Empfänger zwei Farbart-Signale mit einander entgegengesetzten $(R-Y)$-Komponenten zeitlich zusammenwirken: Stets wird das jeweils empfangene Farbart-Signal mit dem während der vorangehenden Zeilenperiode gesandten Farbart-Signal Bildpunkt für Bildpunkt einerseits als Summe und andererseits als Differenz zusammengefaßt. Die Ergebnisse der Summen- und Differenz-Bildung sind die $(B-Y)$-Komponente und die $(R-Y)$-Komponente des Farbart-Signals, wobei die $(R-Y)$-Komponente zeilenweise abwechselnd mit positivem und negativem Vorzeichen auftritt. Demoduliert werden diese Komponenten des Farbart-Signals entsprechend dem NTSC-Farbwiedergabe-Teil mit dem Zusetzen der beiden Komponenten des wiedererzeugten Farbträgers. Dabei muß — dem Sendeverfahren entsprechend — die eine Farbträger-Komponente von Zeile zu Zeile umgepolt werden. Dadurch wird der Vorzeichenwechsel bei der $(R-Y)$-Komponente des Farbart-Signals wieder aufgehoben. Hierzu dient der PAL-Umschalter. Er wird mit dem Zeilen-Rücklaufimpuls in Synchronismus und mit einer Impulsfolge, deren Frequenz gleich der halben Zeilenfrequenz ist, in der richtigen Zuordnung zu den Zeilen gehalten.

Die Spannungs-Impulsfolge, deren Frequenz gleich der Hälfte der Zeilenfrequenz ist, gewinnt man aus dem beim PAL-Farbfernseh-Verfahren alternierenden Burst. Dieser Burst besteht aus zwei gegeneinander um 90° phasenverschobene Komponenten, wobei die eine Komponente, die gegen die Bezugsphase (positive $(B-Y)$-Richtung) um 180° verschoben ist, stets in gleicher Weise gesendet wird, während die andere, hiergegen um 90° phasenverschobene Komponente, von Zeile zu Zeile umgepolt wird.

SECAM-III-Farbwiedergabe-Teil

Bei dem hier zugrundeliegenden Farbfernseh-Verfahren ist das Farbart-Signal auch wieder in zwei Komponenten aufgeteilt. Es wird aber während jeder Zeilenperiode immer nur

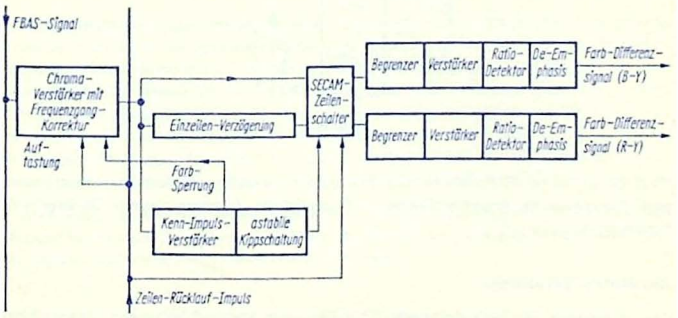


Bild 4

eine der beiden Komponenten übertragen, wobei diese in den zeitlich aufeinanderfolgenden Zeilen ständig wechseln. Die zwei Komponenten des Farbart-Signals ergeben sich bei

diesem Verfahren aus einer Frequenzmodulation des Trägers einmal mit dem Farb-Differenzsignal $(R-Y)$ und das andere Mal mit $(B-Y)$, wobei der Farbträger nicht unterdrückt, sondern nur abgeschwächt wird.

Hieraus folgt: Der SECAM-III-Farbwiedergabe-Teil **(Bild 4)** enthält im Eingang einen Chroma-Verstärker mit einer zusätzlichen Frequenzgangkorrektur zum Anheben des Farbträgers. Ein Burst-Verstärker fehlt. Wie im PAL-Farbwiedergabe-Teil sind auch im SECAM-Farbwiedergabe-Teil eine Einzeilen-Verzögerungsanordnung sowie ein Umschalter vorhanden, der im Takt des Zeilenwechsels schaltet. Die richtige Zuordnung der Umschalterfunktion zu den Komponenten des Farbart-Signals wird hier mit einem Kennimpuls erreicht. Dazu dienen ein spezieller Verstärker und eine von diesem synchronisierte astabile Kippschaltung.

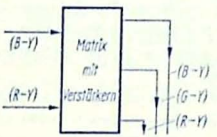


Bild 5

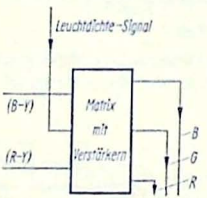


Bild 6

Weil beim SECAM-III-Verfahren der Farbträger frequenzmoduliert ist, braucht man zum Demodulieren Ratio-Detektoren und zusätzliche Begrenzer sowie De-Emphasis-Schaltungen.

Die Matrix-Schaltungen

Die im Ausgang der Farbwiedergabe-Teile liegenden Matrix-Schaltungen dienen dazu, aus den beiden Farb-Differenzsignalen, die an den Ausgängen der Farbart-Demodulatoren zur Verfügung stehen, entweder

das dritte Farb-Differenzsignal **(Bild 5)** oder

unter Zuhilfenahme des Leuchtdichte-Signals die drei Primär-Farbsignale **(Bild 6)** zu gewinnen.

Die Ablenkschaltung mit der Lochmasken-Farbfernseh-Bildröhre

Dieser Teil der Farbfernseh-Empfänger, die nach den hier genannten Verfahren arbeiten, ist in **Bild 7** als Blockschaltplan dargestellt. Die Ablenkschaltung unterscheidet sich von der eines Schwarz-Weiß-Fernsehempfängers in folgenden Punkten:

- Der Ablenkteil ist zum Herabsetzen der Rasterverzeichnungen mit einer Schaltung zur Kissenentzerrung versehen, in der die Ablenkströme für Bild und Zeile gegenseitig passend moduliert werden.

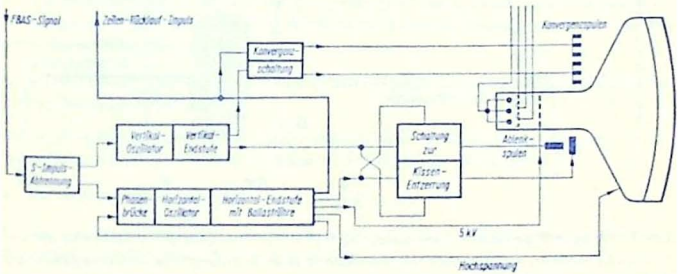


Bild 7

- Der Hochspannungsgenerator hat eine Hochspannung mit höherem Wert zu liefern, wobei die Hochspannung gegen die Einflüsse der Strahlstromschwankungen gut stabilisiert sein muß. Oft verwendet man — wie im Schwarz-Weiß-Empfänger — als Hochspannungsgenerator die Zeilenendstufe. In diesem Fall stabilisiert man mit einer Ballaströhre. Das ist eine Triode, die so gesteuert wird, daß die Belastung des Hochspannungsgenerators mit der Summe der Strahlströme und mit dem Anodenstrom der Ballaströhre stets nahezu gleich bleibt. Manchmal verwendet man jedoch auch eine besondere Schaltung zur Hochspannungs-Erzeugung, die aus dem Zeilen-Oszillator gesteuert wird und stabilisiert ist.

- Eine von den Ablenkendstufen gesteuerte Konvergenzschaltung und zwei hierzu gehörende Spulensätze dienen dazu, die Deckung der von den drei Elektronenstrahlen geschriebenen Bilder auf dem Bildschirm zu erreichen.

Farbträger-Regeneratoren

Zweck des Farbträger-Regenerators beim NTSC- oder PAL-Farbfernseh-Verfahren

Das hinter dem Video-Demodulator des Farbfernseh-Empfängers verfügbare Gesamt-Signal enthält auf der hinteren Schwarzschulter des Zeilen-Synchron-Impulses den als **Burst (Bild 1)** bezeichneten Farb-Synchronisier-Impuls. Dieser umfaßt wenigstens neun, höchstens elf Perioden des Farbträgers, der im übrigen unterdrückt ist, aber im Empfänger zur Demodulation des Farbart-Signals voll benötigt wird.

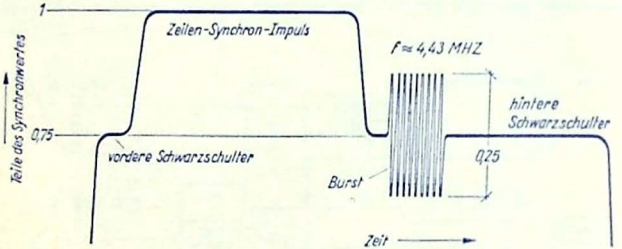


Bild 1

Der Farbträger-Regenerator dient dazu, den Farbträger aus dem Burst nicht nur mit der richtigen Frequenz, sondern auch mit hinreichend exakter Phasenlage zurückzugewinnen: Die Nullphasenwinkel von Burst und Regenerator-Ausgangsspannung müssen, abgesehen von einer konstanten Phasenverschiebung von z. B. 90°, im Empfänger bis auf ±5° übereinstimmen.

Überblick über die Schaltung

Daraus, daß vom wiedererzeugten Farbträger sowohl die Frequenz mit dem Burst über-

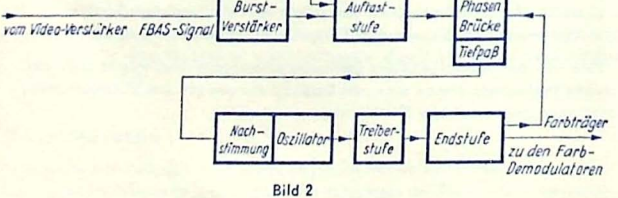


Bild 2

einstimmen, wie auch die Phase in fester Beziehung zum Burst stehen muß, folgt die Notwendigkeit eines mit Hilfe einer Phasenbrücke (einer Phasenvergleichsschaltung) nach-

stimmbaren Oszillators. Der Blockschaltplan der gesamten Schaltung ist in **Bild 2** dargestellt. Die Schaltung besteht aus zwei Blöcken:

Der **eine Block** (Bild 2, oben) wird einerseits von dem aus dem Video-Demodulator stammenden Gesamt-Signal gesteuert und erhält andererseits — als Vergleichsgröße — die Ausgangsspannung des Farbträger-Regenerators. Dieser Block stellt die Regelspannung zur Verfügung, die zum Nachstimmen des Oszillators dient. Er besteht aus

- dem Burst-Verstärker
- einer Austaststufe, die jeweils für die Dauer des Zeilenimpulses aufgetastet wird, (diese Stufe ist nicht in jedem Farbträger-Regenerator vorhanden; sie kann mit dem Burst-Verstärker kombiniert sein)
- der Phasenbrücke, in der der mit dem verstärkten Burst jeweils kurzzeitig gegebene Sollverlauf der Farbträgerspannung mit dem Istverlauf der Ausgangsspannung der Gesamtschaltung verglichen wird,
- einem Tiefpaß, über den die aus dem Phasenvergleich gewonnene Regelspannung dem zweiten Block zugeführt wird.

Der **andere Block** (Bild 2, unten) ist der eigentliche Farbträger-Regenerator, der von der Phasenbrücke über den Tiefpaß nachgestimmt wird. Dieser Block umfaßt:

- den nachstimmbaren Oszillator
- den von dessen Ausgangsspannung gesteuerten Verstärker, der aus einer Endstufe und manchmal zusätzlich einer Treiberstufe besteht.

Im Folgenden werden insgesamt drei Schaltungen von Farbträger-Regeneratoren beschrieben:

- ein Farbträger-Regenerator mit fünf Transistoren, der alle vorstehend erwähnten und mit Bild 2 veranschaulichten Stufen enthält (Bild 3)
- ein Farbträger-Regenerator mit nur drei Transistoren (Bild 6)
- ein Farbträger-Regenerator mit Röhrenbestückung (Bild 7).

Die erste dieser drei Schaltungen **(Bild 3)** ist besonders ausführlich beschrieben. Dabei sind die allgemeinen Gesichtspunkte, die für die Bemessung von Farbträger-Regeneratoren wichtig sind, angegeben. Diese Angaben gelten für alle drei Schaltungen. Bei den in den Bildern 6 und 7 beschriebenen Schaltungen sind deshalb nur die Besonderheiten erwähnt.

Burst-Verstärker mit Austaststufe

Der Burst ist, wie bereits bemerkt, ein Impuls von (9 ... 11) Perioden mit einer Frequenz von rund 4,43 MHz. Deshalb beträgt seine Gesamt-Dauer etwa (2 ... 2,5) µs. Seine Folgefrequenz ist die Zeilenfrequenz. Daher beträgt beim Burst die Zeitspanne zwischen einem Impulsbeginn und dem nächsten Impulsbeginn etwa 64 µs.

Der Burst tritt somit als ein sich periodisch wiederholender Wechselspannungs-Impuls auf. Dessen Verhältnis der Impulsdauer zur Impuls-Periodendauer beträgt nur

$$(32 \ldots 39) \cdot 10^{-3}$$

Die Burst-Impulsfolge besteht demgemäß aus zahlreichen Teilwellen, deren Frequenzen

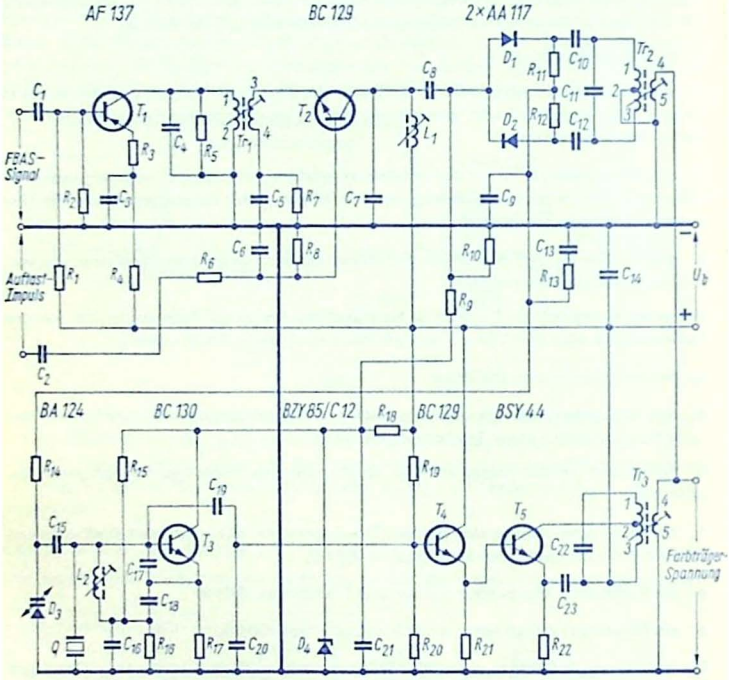


Bild 3

ganzzahlige Vielfache der Zeilenfrequenz (ungefähr 16 kHz) sind. Dies bedeutet ein sehr breites Spektrum. So gehören zum 0,85fachen der Burstleistung ungefähr 40 Teilwellen. Dem entspricht eine hier für den Verstärker notwendige Bandbreite von etwa

$$40 \cdot 16 \text{ kHz} = 640 \text{ kHz}$$

Mit einer wesentlich kleineren Bandbreite ergäbe sich nicht nur eine verringerte Leistungs-Ausbeute, sondern außerdem würden auch die für die geringere Bandbreite ausgelegten und deshalb weniger gedämpften Resonanzkreise zu unerwünschten Schwingungen angeregt.

Die Verbindung des Burstverstärkers mit der Phasenbrücke vermittelt in der Schaltung des Farbträger-Regenerators mit fünf Transistoren (Bild 3) die Auftaststufe (T_2). Zur Freigabe der Verbindung wird die Auftaststufe jeweils mit einem vom Zeilentransformator gelieferten Impuls mit einem Betrag von etwa 4 V während des Zeilenrücklaufs aufgetastet. Der Impuls muß für den in der Schaltung nach Bild 3 verwendeten npn-Transistor positiv sein.

Um eine Neutralisation der Auftaststufe zu vermeiden, wird sie in Basisschaltung betrieben. Damit ergeben sich als Eingangswiderstand der Stufe während der Auftastzeit nur etwa 10Ω.

Die Übersetzung zwischen dem Burstverstärker und der Auftaststufe beträgt 25 : 1. (Es handelt sich hier um das Spannungs-Übersetzungsverhältnis. Wegen der verhältnismäßig hohen Streuung ist zu beachten, daß das Verhältnis der Windungszahlen andes ist.) Deshalb wirkt sich der Widerstand von 10Ω auf den Ausgang des vorangehenden Transistors T_1 mit

$$25^2 \cdot 10\Omega \approx 6250\Omega \quad \text{aus.}$$

Dieser Widerstand liegt parallel zum Dämpfungswiderstand $R_5 = 10\,\text{k}\Omega$ (Bild 3). Somit ist während der Auftastzeiten der Außenwiderstand R_a für den Transistor T_1 mit etwa 3,85 kΩ gegeben. Man erhält für $|I_E| = 1$ mA wegen der mit R_3 gegebenen Gegenkopplung eine Steilheit S von etwa 3 mA/V. Dazu gehört eine Spannungsverstärkung des Transistors T_1 bezogen auf die Ausgangswicklung von Tr_1 (Übersetzung $\ddot{u} = 25 : 1$) von

$$V = \frac{S \cdot R_a}{\ddot{u}} \approx 0{,}46$$

Während des jeweiligen Auftastens des Transistors T_2 fließt durch diesen Transistor ein Strom, mit dem der Emitterkondensator (C_5 in Bild 3) nachgeladen wird. Zwischen zwei Auftastungen entlädt sich dieser Kondensator teilweise über den Widerstand R_7, wobei die mit der Kondensatorspannung gegebene Basis-Emitter-Vorspannung aber immer noch ausreicht, um während der gesamten Zeilenhinlaufzeit den Transistor zu sperren.

Bei Einsatz eines Silizium-Transistors, wie in der Schaltung nach Bild 3, wird dessen höchstzulässige Basis-Emitter-Sperrspannung (hier 5 V) nicht überschritten.

Im Interesse einer hohen Regelsteilheit soll der Burst-Scheitelwert am Eingang der Phasenbrücke groß sein. Am Collector der Auftaststufe steht bei einer Speisespannung von 25 V ein Burst-Scheitelwert von etwa 40 V zur Verfügung. Bei der Wahl des Transistors ist auf die demgemäß etwa 50 V betragende Collector-Spitzenspannung zu achten.

Phasenbrücke

Diese Phasenvergleichs-Schaltung arbeitet im Prinzip wie ein Ratio-Detektor. Sie wird

einerseits über die zwei Dioden von der Ausgangsspannung der Auftaststufe (von der Burstspannung) und

andererseits über einen Hf-Transformator mit symmetrischem Ausgang von der Ausgangsspannung des Farbträger-Regenerators gespeist. Diese beiden Spannungen müssen für den Sollwert der Phasenlage der Oszillatorspannung um 90° gegeneinander phasenverschoben sein.

Die Ausgangsspannung der Phasenvergleichsschaltung geht auf den Wert Null, wenn die beiden miteinander verglichenen Spannungen (die Burstspannung und die Ausgangsspannung des Farbträger-Regenerators) gegeneinander um genau 90° phasenverschoben sind. Weicht die Frequenz von ihrem Sollwert bzw. die gegenseitige Phasenverschiebung von 90° ab, so entsteht aufgrund der damit gegebenen Ungleichheit der beiden Hf-Summenspannungen eine Regelspannung. Diese beeinflußt den Oszillator derart, daß sie der Abweichung der Phasenverschiebung von 90° entgegenwirkt.

In der Phasenbrücke handelt es sich um Spitzenwert-Gleichrichtung. Deshalb sinkt die aus dem Spannungsvergleich resultierende Regelspannung während des Sperrzustandes der Austaststufe nur mäßig ab.

Von der Kathode einer der Dioden kann zum phasenrichtigen Steuern des PAL-Umschalters über einen aus einem Widerstand und einem Kondensator bestehenden Tiefpaß eine Spannung mit der halben Zeilenfrequenz abgenommen werden.

Tiefpaß

Für den Burst steht gemäß Bild 1 nur das 0,25fache des Synchronwertes (von Spitze zu Spitze gemessen) zur Verfügung. Das heißt: Bereits dann, wenn das Bild noch nicht störend verrauscht ist, kann der mit dem Burst durchkommende Rausch-Anteil einen Betrag haben, der kurzzeitige Schwankungen der Regelspannung und damit entsprechende Phasenschwankungen der Farbträgerspannung **(dynamische Phasenfehler)** bewirken würde. Ein Auswirken solcher kurzzeitigen, vom Rauschen bedingten Schwankungen der Ausgangsspannung der Phasenbrücke vermeidet man mit dem Tiefpaß.

Weil der dynamische Phasenfehler auch bei Gleichheit zwischen Effektivwert der Rauschspannung und Spitze-zu-Spitze-Wert der Burstspannung nicht mehr als $\pm 5°$ betragen soll, darf die Grenzfrequenz des Tiefpasses nicht höher gewählt werden als 200 Hz.

Mit der Tiefpaß-Grenzfrequenz ist der Fangbereich der Schaltung festgelegt. Das besagt: Weicht die Oszillator-Frequenz von der mit dem Burst gegebenen Sollfrequenz um mehr als 200 Hz ab, so kann die Oszillatorfrequenz nicht mehr gefangen werden.

Oszillator

Aus der Tatsache, daß die Grenzen des Fangbereiches aufgrund der Grenzfrequenz des Tiefpasses mit 200 Hz festliegen, folgt: Die betriebsmäßig möglichen Abweichungen der Oszillatorfrequenz von der mit dem Burst gegebenen Sollfrequenz, auf die der Oszillator abgeglichen wird, müssen unter 200 Hz bleiben. Das ergibt die Notwendigkeit, einen Schwingquarz zu verwenden. Der Preis des Quarzes steigt mit der bezüglich der Quarzfrequenz verlangten Genauigkeit. Aufgrund dessen nimmt man eine maximale Abweichung von etwa

$$\pm 100 \cdot 10^{-6} \cdot f_0 \approx \pm 100 \cdot 10^{-6} \cdot 4{,}43\ \text{MHz} \approx \pm 440\ \text{Hz}$$ in Kauf.

Um die Sollfrequenz zu erreichen, muß man demnach die Quarz-Resonanzfrequenz um maximal ± 440 Hz verschieben können. Außerdem sind noch betriebsmäßige Abweichungen bis zu 200 Hz auszugleichen. Deshalb muß es möglich sein, die Quarzresonanzfrequenz insgesamt bis zu $\pm(440 + 200)$ Hz $= \pm 640$ Hz zu verändern. Der notwendige Ziehbereich beträgt daher ± 640 Hz.

Diesen Ziehbereich gewinnt man in der Schaltung nach Bild 3, wie in **Bild 4** nochmals herausgezeichnet ist, indem man dem Schwingquarz außer der Kapazität

$$\frac{C_{17} \cdot C_{18}}{C_{17} + C_{18}} + C_d$$

eine Spule (L_2 in den Bildern 3 und 4) parallelschaltet. Die Spuleninduktivität muß abgleichbar sein, um das Einstellen der Resonanzfrequenz der Schaltung — je nach Transistor — auf die Sollfrequenz zu ermöglichen.

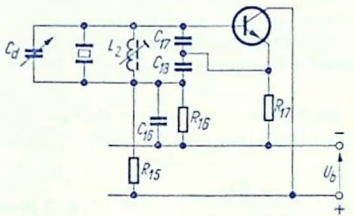


Bild 4

Der Ziehbereich darf nicht größer bemessen werden, als das erforderlich ist: Beim Zufügen der Induktivität L_2 tritt zusätzlich eine Parallel-Resonanzfrequenz auf. Diese bringt bei einem zu großen Ziehbereich die Gefahr des Umspringens der Oszillatorfrequenz mit sich **(Bild 5)**.

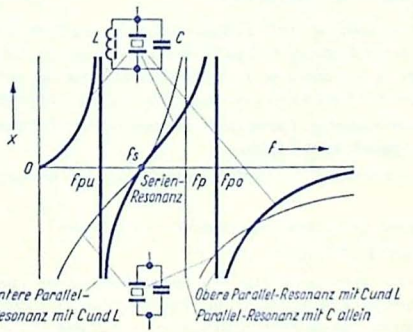


Bild 5

Mit den in der Schaltteilliste für die Schaltung nach Bild 3 angegebenen Daten für L_2 kann die Oszillatorfrequenz (nämlich f_{po}) um etwa ± 1 kHz geändert werden, ohne daß dabei für den Oszillator die Sicherheit des Anschwingens beeinträchtigt wird.

Kapazitäts-Variations-Diode als Nachstimm-Element

Hierfür wurde die Kapazitäts-Variations-Diode BA 124 gewählt (D_3 in Bild 3; Kapazität C_d in Bild 4). Die Nachstimmsteilheit einer solchen Diode ist umso größer, je kleiner man ihre Vorspannung macht. Doch muß diese so bemessen werden, daß ihr Betrag den des Scheitelwertes der an der Diode auftreffenden Hf-Spannung übersteigt. Andernfalls richtet die Kapazitäts-Variations-Diode gleich, was das Auswirken der aus der Phasen-Brücke zugeführten Regelspannung beeinträchtigt.

Temperatur-Einfluß auf die Oszillator-Frequenz

Der Temperaturkoeffizient der Frequenz des Quarzes ist gering. Auch der Einfluß der Temperatur der Sperrschicht der Kapazitäts-Variations-Diode auf die Frequenz ist klein. Mit diesen Bauelementen ergibt sich nur eine geringe Temperaturabhängigkeit der Frequenz.

Größeren Einfluß auf die Oszillator-Frequenz haben die Temperatur-Abhängigkeiten der Eingangskapazität c_{in} und der Collector-Basis-Kapazität c_{CB} des Oszillator-Transistors.

Hierfür gelten

$$c_{in} \approx \frac{I_C}{U_T \cdot \beta \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_\beta} \quad \text{und} \quad c_{CB} \approx \frac{1}{\sqrt{U_{CB}}}$$

I_C	Collector-Gleichstrom
U_{CB}	Collector-Basis-Gleichspannung
β	Stromverstärkungsfaktor für Emitterschaltung
f_β	Frequenz bei der β auf 0,707 · β_0 abgefallen ist
U_T	Temperaturspannung ≈ 26 mV

Mit steigender Temperatur nimmt I_C zu. Dabei sinkt U_{CB} wegen der dann höheren Gleichspannung an dem von I_C durchflossenen Außenwiderstand (R_{17} in Bild 4). Beides wirkt bei Temperatur-Anstieg im Sinne einer Frequenz-Verminderung und entspricht so der Wirkung der Temperatur-Koeffizienten des Quarzes sowie der Kapazitäts-Variations-Diode.

Um den temperaturbedingten Einfluß des Transistors auf die Oszillator-Frequenz klein zu halten hat man folgende Möglichkeiten:

- Wahl eines Transistors mit hohen Werten von β und f_β (um einen kleinen Wert von c_{in} zu erreichen)
- Stabilisieren von I_C mit Hilfe eines Emitter-Vorwiderstandes
- Wahl eines Silizium-Transistors

Da aufgrund aller bisher erwähnten Temperatur-Einflüsse die Oszillatorfrequenz bei steigender Temperatur absinkt, gleicht man diese Einflüsse aus, indem man außer einem geeigneten Transistor für die Parallelkondensatoren (C_{17} und C_{18} in Bild 4) Typen mit hohem negativem Temperaturkoeffizienten wählt (z. B. violetter Farbpunkt).

Die Oszillator-Speisespannung

Die Oszillator-Hf-Spannung tritt auch an der Kapazitäts-Variations-Diode auf. Ihr Scheitelwert darf dabei den Betrag der Dioden-Vorspannung (gewählt 8 V) nicht übersteigen. Das

bedeutet: die Oszillator-Speisespannung, der die Oszillator-Hf-Spannung proportional ist, darf nicht höher gewählt werden als (10 ... 12) V, obwohl mit Rücksicht auf das Stabilisieren des Transistor-Collector-Gleichstromes gegen Temperaturschwankungen und gegen Exemplarstreuungen sowie im Hinblick auf den hierfür erwünschten hohen Wert des Emitter-Vorwiderstandes eine noch höhere Speisespannung günstig wäre.

Die Oszillator-Frequenz wird von dem Wert der Oszillator-Speisespannung beeinflußt: Die Transistor-Eingangskapazität c_{in} steigt mit zunehmender Speisespannung, weil mit ihr auch I_C höher wird. Die Kapazität c_{CB} nimmt ab, wenn die Speisespannung und mit ihr der Betrag der Collector-Basis-Gleichspannung erhöht werden. Welcher Einfluß überwiegt, hängt von dem Kapazitäts-Verhältnis $c_{in} : c_{CB}$ des jeweiligen Transistors ab. Stets ist aber der Gesamteinfluß so groß, daß es sich als notwendig erweist, die Speisespannung des Oszillators zu stabilisieren. Dies geschieht mit einer Referenz-Diode. Gemeinsam mit der Oszillator-Speisespannung stabilisiert man auch die von dieser Speisespannung abgeleitete Vorspannung der Kapazitäts-Variations-Diode.

Oszillator-Verstärker in der Schaltung nach Bild 3

Dieser Verstärker besteht aus einer Treiberstufe und einer Endstufe (Bild 2). Der in Collectorschaltung betriebene Treibertransistor (T_1 in Bild 3) dient als Impedanzwandler. Die Treiberstufe wurde hier vor allem deshalb eingefügt, um das nicht unkritische Neutralisieren der Leistungsstufe zu vermeiden. Zweckmäßigerweise verwendet man für diese beiden Stufen entweder nur pnp- oder nur npn-Transistoren: Dann ist eine Gleichstromkopplung möglich, und man kann die sonst notwendigen Koppelglieder einsparen.

Für die Treiberstufe gelten:

Collector-Gleichstrom $I_C \approx 2$ mA

Collector-Verlustleistung $P_C = (U_b - |I_E| \cdot R_{21}) \cdot I_C \approx 50$ mW

sowie $r_{in\,T} \approx \beta \cdot r_{in}$ $\qquad r_{out\,T} \approx \frac{1}{S}$

r_{in} Eingangswiderstand der Endstufe

β Stromverstärkungsfaktor in Emitterschaltung

S Steilheit des Treiber-Transistors im Arbeitspunkt (hier ca. 60 mA/V)

$r_{in\,T}$ Eingangswiderstand der Treiberstufe

$r_{out\,T}$ Ausgangswiderstand der Treiberstufe

Der Oszillator-Verstärker soll an 300 Ω eine Spannung von 20 V (Spitze zu Spitze) liefern. Dem entspricht eine Ausgangsleistung

$$P_{out} = \frac{u_{out}^2}{R} = \frac{\left(\frac{1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot 20\ \text{V}\right)^2}{300\ \Omega} \approx \frac{(7{,}1\ \text{V})^2}{300\ \Omega} \approx 0{,}17\ \text{W}$$

Geht man von einer Speisespannung von 30 V aus und rechnet für die Spannung am Emitterwiderstand 4 V sowie für die Restspannung am Transistor bei höchstem Betrag des Collectorstromes ebenfalls 4 V, so bleiben zum Durchsteuern 30 V − 4 V − 4 V = 22 V

übrig. Folglich kann eine Collector-Emitter-Hf-Spannung mit einem Scheitelwert von 22 V auftreten. Für $P_{out} = 0{,}17$ W ergibt sich hiermit ein Scheitelwert des Collector-Hf-Stromes von

$$\hat{i}_C = \sqrt{2} \cdot \frac{0{,}17\ \text{W}}{\frac{1}{\sqrt{2}} \cdot 22\ \text{V}} = 2 \cdot \frac{0{,}17\ \text{W}}{22\ \text{V}} \approx 15{,}5\ \text{mA}$$

Da der Collector-Gleichstrom den Wert von $\hat{i}_C$ übersteigen muß, wird $I_C = 18$ mA gewählt. Hierzu ergibt sich die vom Transistor aufgenommene Gleichstromleistung

$$P \approx |I_C| \cdot (U_b - I_C \cdot R_{a2}) = 18 \cdot 10^{-3}\ \text{A} \cdot (30\ \text{V} - 18 \cdot 10^{-3}\ \text{A} \cdot 200\,\Omega) = 0{,}48\ \text{W}$$

Davon werden als Hf-Leistung $P_{out} = 0{,}17$ W abgegeben. Somit beträgt die Transistor-Verlustleistung

$$P_C = P - P_{out} = 0{,}48\ \text{W} - 0{,}17\ \text{W} = 0{,}31\ \text{W}$$

Der Oszillator-Verstärker soll, wie oben erwähnt, 20 V (Spitze zu Spitze) zur Verfügung stellen, während die Collector-Hf-Spannung einen Scheitelwert von 22 V hat, wozu 44 V (Spitze zu Spitze) gehören. Daraus folgt ein erforderliches Übersetzungsverhältnis am Ausgang der Endstufe:

$$\ddot{u} = \frac{44\ \text{V}}{20\ \text{V}} = 2{,}2 : 1$$

Die Endstufe wird sehr stark ausgesteuert, was einen erheblichen Oberwellenanteil des Collectorstromes zur Folge hat. Damit sich die Oberwellen in der Ausgangsspannung nicht störend auswirken, darf die Bandbreite des Endstufen-Resonanzkreises 1 MHz nicht übersteigen. Man erreicht das, indem man den Collector an eine Anzapfung, z. B. an die Mittelanzapfung der Spule dieses Kreises legt. Hiermit erhält man unter Berücksichtigung von $\ddot{u} = 2{,}2 : 1$ für die Übersetzung von der Resonanzkreis-Spule auf die Ausgangswicklung den Wert $2 \cdot 2{,}2 : 1 = 4{,}4 : 1$.

Dieses Übersetzungsverhältnis ist für die Transformation des Lastwiderstandes von 300 Ω auf den Kreis maßgebend. Somit ergibt sich für den durch die 300 Ω bedingten zusätzlichen Dämpfungs-Parallelwiderstand des Resonanzkreises:

$$R_{pL} = (4{,}4)^2 \cdot 300\,\Omega \approx 5800\,\Omega$$

Zusammen mit dem durch den Endtransistor bedingten Dämpfungswiderstand $R_{pT} \approx 3$ kΩ und einer Resonanzkreis-Kapazität $C = 90$ pF ergibt sich eine Bandbreite

$$B = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_p \cdot C} \approx \frac{1}{6{,}28 \cdot 2000\,\Omega \cdot 90 \cdot 10^{-12}\ \text{F}} \approx 0{,}9\ \text{MHz}$$

Der Ausgangstransformator wird beim Einsatz des Farbträger-Regenerators in nach dem PAL-Farbfernseh-Verfahren arbeitenden Empfängern zweckmäßigerweise mit einer Gegentakt-Ausgangswicklung versehen. Von Zeile zu Zeile wechselnd wird dann mit Diodenschaltern entweder die eine oder die andere Ausgangswicklung zum Ansteuern des $(R-Y)$-Demodulators freigegeben.

Technische Daten der Schaltung nach Bild 3

Speisespannung		30 V
Gesamt-Speisestrom		30 mA
stabilisierte Oszillator-Speisespannung		12 V
Ausgangsspannung (Spitze zu Spitze)		20 V
notwendige FBAS-Eingangsspannung (Spitze zu Spitze)		3 V
notwendiger Austastimpuls (Spitzenwert)		4 V
Ziehbereich des Quarzes		(−1000 ... +2000) Hz
Haltebereich		(−500 ... +600) Hz
Fangbereich		(−250 .. +250) Hz
Phasenfehler bei $\Delta f = \pm 100$ Hz	kleiner als	2,5 °

Schaltteilliste zu Bild 3

R_1	Schichtwiderstand	20 kΩ
R_2	Schichtwiderstand	20 kΩ
R_3	Schichtwiderstand	300 Ω
R_4	Schichtwiderstand	15 kΩ
R_5	Schichtwiderstand	10 kΩ
R_6	Schichtwiderstand	3 kΩ
R_7	Schichtwiderstand	4 kΩ
R_8	Schichtwiderstand	20 kΩ
R_9	Schichtwiderstand	20 kΩ
R_{10}	Schichtwiderstand	39 kΩ
R_{11}	Schichtwiderstand	0,5 MΩ
R_{12}	Schichtwiderstand	0,5 MΩ
R_{13}	Schichtwiderstand	33 kΩ
R_{14}	Schichtwiderstand	50 kΩ
R_{15}	Schichtwiderstand	10 kΩ
R_{16}	Schichtwiderstand	20 kΩ
R_{17}	Schichtwiderstand	5 kΩ
R_{18}	Schichtwiderstand	6,2 kΩ
R_{19}	Schichtwiderstand	47 kΩ
R_{20}	Schichtwiderstand	13 kΩ
R_{21}	Schichtwiderstand	3 kΩ
R_{22}	Schichtwiderstand	200 Ω
C_1	Keramik-Kondensator	5 nF
C_2	Papier-Kondensator	0,1 µF
C_3	Keramik-Kondensator	10 nF
C_4	Keramik-Kondensator	50 pF
C_5	Papier-Kondensator	0,1 µF
C_6	Keramik-Kondensator	600 pF
C_7	Keramik-Kondensator	33 pF
C_8	Keramik-Kondensator	10 nF
C_9	Keramik-Kondensator	10 nF

C_{10}	Keramik-Kondensator	2 nF
C_{11}	Keramik-Kondensator	60 pF
C_{12}	Keramik-Kondensator	2 nF
C_{13}	Papier-Kondensator	0,1 µF
C_{14}	Papier-Kondensator	0,1 µF
C_{15}	Keramik-Kondensator	1 nF
C_{16}	Keramik-Kondensator	10 nF
C_{17}	Keramik-Kondensator mit violettem Farbpunkt	150 pF
C_{18}	Keramik-Kondensator mit violettem Farbpunkt	75 pF
C_{19}	Keramik-Kondensator	10 pF
C_{20}	Keramik-Kondensator	100 pF
C_{21}	Papier-Kondensator	0,1 µF
C_{22}	Keramik-Kondensator	90 pF
C_{23}	Papier-Kondensator	0,1 µF

Tr_1	w_{12}	80 Windungen (innen)	0,15 CuLS
	w_{34}	5 Windungen (außen)	0,15 CuLS
L_1		80 Windungen	0,15 CuLS
Tr_2	w_{123}	2×34 Windungen (bifilar)	0,15 CuLS
	w_{45}	9 Windungen (außen)	0,15 CuLS
L_2		60 Windungen (3 Lagen)	10×0,05 CuLS
Tr_3	w_{123}	2×31 Windungen (innen)	10×0,05 CuLS
	w_{45}	15 Windungen (außen)	10×0,05 CuLS

Kerne (Gw 43/1 FC I) und Spulenbauteile der Firma Vogt & Co. KG.

D_1	Germanium-Diode	AA 117 } paarweise ausgesucht
D_2	Germanium-Diode	AA 117 } paarweise ausgesucht
D_3	Kapazitäts-Variations-Diode	BA 124
D_4	Referenz-Diode (Zener-Diode)	BZY 85/C 12
T_1	Germanium-Transistor	AF 137
T_2	Silizium-Transistor	BC 129
T_3	Silizium-Transistor	BC 130
T_4	Silizium-Transistor	BC 129
T_5	Silizium-Transistor	BSY 44

Mit nur drei Transistoren bestückter Farbträger-Regenerator

An den Eingang des hier nur einstufigen Burstverstärkers **(Bild 6)** werden sowohl das FBAS-Signal, das den Burst enthält, mit $U_{SS} = 2{,}5$ V wie auch ein positiver Zeilen-Rücklauf-Impuls mit $U_{ZSS} = (20 \ldots 60)$ V gegeben. Während der Transistor mit diesem Impuls aufgetastet ist, entsteht am Kondensator C_3 eine negative Emitter-Vorspannung, die den Transistor T_1 während der Zeilen-Hinlaufzeit sperrt.

Die über R_6 und R_7 von der Speisespannung aus in Sperrichtung vorgespannte Diode D_1 dient beim Steuern des Transistors T_1 mit dem Zeilen-Rücklauf-Impuls als Begrenzer. Damit wird der Transistor gegen Überlastung geschützt. Außerdem wird dadurch der Transistor jeweils mit konstanter Spannung aufgetastet.

Die Kapazität des Ausgangskreises ist mit der Wicklungs- und Schaltungs-Kapazität gegeben.

Die mit den Dioden D_2 und D_3 bestückte Phasenbrücke erhält die Referenz-Spannung über die Kondensatoren C_7 und C_8. Die Regelspannung für die Kapazitäts-Variations-Diode D_4 wird an dem Verbindungspunkt der Widerstände R_8 und R_9 entnommen.

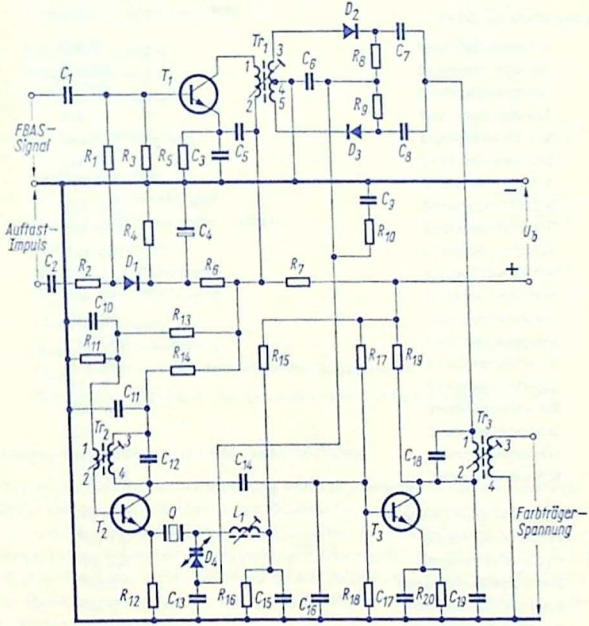


Bild 6

Der die Oszillatorfrequenz stabilisierende Quarz Q macht die mit R_{12} (= 10 kΩ) gegebene starke Gegenkopplung für seine Serien-Resonanzfrequenz unwirksam. Die Kapazitäts-Variations-Diode D_4 ermöglicht eine Frequenzänderung um ±1 kHz. Da der Quarz in Serien-Resonanz betrieben wird, tritt an der Diode D_4 nur eine relativ geringe Hf-Spannung auf. Deshalb kann sie mit niedriger Sperrspannung (zwischen −2 V und −5 V) gesteuert werden.

Die Induktivität L_1 kompensiert einen Teil der meistens zu hohen Dioden-Kapazität. Der collectorseitige Resonanzkreis (mit C_{12}) verhindert wildes Schwingen bei verhältnismäßig großer Quarz-Verstimmung.

Der hier einstufige Endverstärker mit dem Transistor T_3 arbeitet in nicht neutralisierter Emitterschaltung. Die Gefahr einer Selbsterregung wird mit dem aus C_{14} und C_{16} bestehenden basisseitigen Spannungsteiler vermieden.

Die Speisespannung U_b beträgt 24 V.

Schaltteilliste zu Bild 6

R_1	Schichtwiderstand	2 kΩ
R_2	Schichtwiderstand	20 kΩ
R_3	Schichtwiderstand	10 kΩ
R_4	Schichtwiderstand	2 kΩ
R_5	Schichtwiderstand	470 Ω
R_6	Schichtwiderstand	16 kΩ
R_7	Schichtwiderstand	200 Ω
R_8	Schichtwiderstand	510 kΩ
R_9	Schichtwiderstand	510 kΩ
R_{10}	Schichtwiderstand	33 kΩ
R_{11}	Schichtwiderstand	2 kΩ
R_{12}	Schichtwiderstand	10 kΩ
R_{13}	Schichtwiderstand	10 kΩ
R_{14}	Schichtwiderstand	200 Ω
R_{15}	Schichtwiderstand	20 kΩ
R_{16}	Schichtwiderstand	5 kΩ
R_{17}	Schichtwiderstand	16 kΩ
R_{18}	Schichtwiderstand	2 kΩ
R_{19}	Schichtwiderstand	330 Ω
R_{20}	Schichtwiderstand	200 Ω
C_1	Keramik-Kondensator	300 pF
C_2	Papier-Kondensator	0,1 µF
C_3	Papier-Kondensator	0,2 µF
C_4	Elektrolyt-Kondensator	5 µF
C_5	Keramik-Kondensator	5 nF
C_6	Keramik-Kondensator	10 nF
C_7	Keramik-Kondensator	1 nF
C_8	Keramik-Kondensator	1 nF
C_9	Papier-Kondensator	0,1 µF
C_{10}	Papier-Kondensator	0,1 µF
C_{11}	Papier-Kondensator	0,1 µF
C_{12}	Keramik-Kondensator	220 pF
C_{13}	Keramik-Kondensator	5 nF
C_{14}	Keramik-Kondensator	50 pF
C_{15}	Keramik-Kondensator	10 nF
C_{16}	Keramik-Kondensator	1 nF
C_{17}	Keramik-Kondensator	10 nF

C_{18}	Keramik-Kondensator	50 pF
C_{19}	Keramik-Kondensator	10 nF
D_1	Germanium-Diode	AA 133
D_2	Germanium-Diode	AA 117
D_3	Germanium-Diode	AA 117
D_4	Kapazitäts-Variations-Diode	BA 124
T_1	Silizium-Transistor	BC 107
T_2	Silizium-Transistor	BC 129
T_3	Silizium-Transistor	BC 107
L_1	Spule: 80 Windungen	15×0,05 CuLS
Tr_1	Hf-Transformator	
	w_{12} 30 Windungen	0,15 CuLS
	w_{345} 2×35 Windungen (bifilar)	0,15 CuLS
Tr_2	Hf-Transformator	
	w_{12} 3 Windungen	0,5 CuLS
	w_{34} 20 Windungen	15×0,05 CuLS
Tr_3	Hf-Transformator	
	w_{12} 30 Windungen	15×0,05 CuLS
	w_{34} hängt von der nachfolgenden Schaltung ab	

Kerne (Gw 5/13, FC I) und Spulenbauteile der Firma Vogt & Co. KG.

Farbträger-Regenerator mit Röhrenbestückung

Bild 7 zeigt den Schaltplan. Die Schaltung setzt sich zusammen aus einem einstufigen Burstverstärker mit der Röhre EF 184, einer Phasenbrücke mit der Hochvakuum-Doppeldiode EAA 91, einer Reaktanzschaltung mit dem C-System der PCL 84, einem Oszillator in EKO-Schaltung, bei dem Kathode, Steuergitter und Schirmgitter des L-Systems der PCL 84 den eigentlichen Oszillator bilden, während an der Anode des L-Systems der PCL 84 die verstärkte Oszillatorspannung, von den frequenzbestimmenden Schaltelementen entkoppelt, abgenommen werden kann.

Der Burstverstärker wird mit dem FBAS-Signal gesteuert, das auch den Burst enthält, wobei eine Verstärkung nur während der Zeilen-Rücklaufzeit erfolgt, während der der positive Zeilen-Rücklaufimpuls am Steuergitter der EF 184 liegt. Die erforderlichen Spannungen sind

$$U_{FBAS\,88} \approx 2\,\text{V} \qquad U_{Z\,88} \approx 20\,\text{V}$$

Da die in der Phasenbrücke gewonnene Regelspannung nur von der Phasenabweichung bestimmt sein soll, nicht aber von der Burst-Amplitude beeinflußt sein darf, muß die Burst-Amplitude wenigstens doppelt so hoch sein wie die Oszillatorspannung. In der Phasenbrücke wirkt nämlich je eine Hälfte der Burstspannung mit der vollen Oszillatorspannung zusammen.

Mit der Regelspannung wird die Steilheit S des Röhrensystems der Reaktanzstufe beeinflußt: Diese Stufe wirkt als Kapazität

$$C = \frac{S \cdot R_9 \cdot C'}{1 + (\omega \cdot R_9 \cdot C')^2}$$

wobei C' die Gesamt-Kapazität zwischen Steuergitter und Anode darstellt.

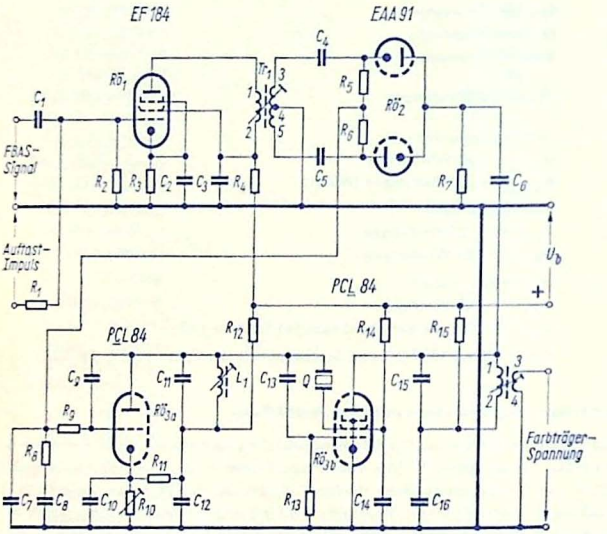


Bild 7

An R_{10} wird der Arbeitspunkt der Röhre eingestellt. Die Frequenz gleicht man für den Wert Null der Regelspannung an der Spule L_1 ab.

Die Speisespannung beträgt 240 V.

Schaltteilliste zu Bild 7

R_1	Schichtwiderstand	10 kΩ
R_2	Schichtwiderstand	1 MΩ
R_3	Schichtwiderstand	5 kΩ
R_4	Schichtwiderstand	1 kΩ
R_5	Schichtwiderstand	1 MΩ

R_6	Schichtwiderstahd	1 MΩ
R_7	Schichtwiderstand	220 Ω
R_8	Schichtwiderstand	33 kΩ
R_9	Schichtwiderstand	1,5 kΩ
R_{10}	Einstellwiderstand, linear	1 kΩ
R_{11}	Schichtwiderstand	39 kΩ
R_{12}	Schichtwiderstand	20 kΩ
R_{13}	Schichtwiderstand	100 kΩ
R_{14}	Schichtwiderstand	50 kΩ
R_{15}	Schichtwiderstand	1 kΩ
C_1	Keramik-Kondensator	200 pF
C_2	Papier-Kondensator	0,1 µF
C_3	Keramik-Kondensator	10 nF
C_4	Keramik-Kondensator	330 pF
C_5	Keramik-Kondensator	330 pF
C_6	Keramik-Kondensator	10 pF
C_7	Keramik-Kondensator	10 nF
C_8	Papier-Kondensator	0,1 µF
C_9	Keramik-Kondensator	5 pF
C_{10}	Keramik-Kondensator	22 nF
C_{11}	Keramik-Kondensator	25 pF
C_{12}	Keramik-Kondensator	10 nF
C_{13}	Keramik-Kondensator	220 pF
C_{14}	Keramik-Kondensator	100 pF
C_{15}	Keramik-Kondensator	20 pF
C_{16}	Keramik-Kondensator	22 nF
$R\ddot{o}_1$	Burstverstärker-Röhre	EF 184
$R\ddot{o}_2$	Doppeldiode für Phasenbrücke	EAA 91
$R\ddot{o}_3$	Triode-Pentode für Oszillator	PCL 84
L_1	Spule: 70 Windungen	15 × 0,05 CuLS
Tr_1	Hf-Transformator	
	w_{12} 53 Windungen	0,15 CuLS
	w_{345} 2 × 60 Windungen (bifilar)	0,15 CuLS
Tr_2	Hf-Transformator	
	w_{12} 50 Windungen	15 × 0,05 CuLS
	w_{34} hängt von der nachfolgenden Schaltung ab	

Kerne (Gw 5/13, FC I) und Spulenbauteile der Firma Vogt & Co. KG.

Farb-Differenzsignale

Begriffs-Erklärung

Unter einem Farb-Differenzsignal versteht man in der Farbfernseh-Technik eine Spannung, die als Differenz eines Primär-Farbsignals und des Leuchtdichte-Signals entsteht. Dementsprechend gibt es drei Farb-Differenzsignale:

$$(U_R - U_Y) \qquad (U_G - U_Y) \qquad (U_B - U_Y)$$

Davon werden für das Übertragen der Farb-Information nur zwei Signale, üblicherweise $(U_R - U_Y)$ und $(U_B - U_Y)$, benötigt.

Zustandekommen der Farb-Differenzsignale

Die Farbfernseh-Kamera liefert die drei Primär-Farbsignale U_R, U_G und U_B
Aus diesen drei Signalen werden

einerseits das Leuchtdichte-Signal U_Y und
andererseits die Farb-Differenzsignale abgeleitet.

Eine Schaltung, in der dies geschieht, wird Matrix-Schaltung oder kurz Matrix genannt.

Das Leuchtdichte-Signal ist die Summe aus bestimmten Anteilen der drei Primär-Farbsignale:

$$U_Y = a \cdot U_R + b \cdot U_G + c \cdot U_B$$

Darin bedeuten

U_Y	Leuchtdichte-Signal	U_G	Primär-Farbsignal Grün
U_R	Primär-Farbsignal Rot	U_B	Primär-Farbsignal Blau

Die Faktoren a, b und c ergeben sich aus den Hellempfindlichkeitsgraden für die Farbtöne der von den drei Leuchtstoffen der Farbfernseh-Bildröhre ausgehenden Farblichtstrahlungen. Zu den drei hierfür festgelegten Farbtönen gehören:

$$a = 0{,}30 \qquad b = 0{,}59 \qquad c = 0{,}11$$

Damit wird

$$U_Y = 0{,}30 \cdot U_R + 0{,}59 \cdot U_G + 0{,}11 \cdot U_B$$

Jedes Farb-Differenzsignal ist die Differenz zwischen dem einzelnen Primär-Farbsignal und dem Leuchtdichte-Signal:

$$\begin{aligned}(U_R - U_Y) &= 0{,}70 \cdot U_R - 0{,}59 \cdot U_G - 0{,}11 \cdot U_B \\ (U_G - U_Y) &= -0{,}30 \cdot U_R + 0{,}41 \cdot U_G - 0{,}11 \cdot U_B \\ (U_B - U_Y) &= -0{,}30 \cdot U_R - 0{,}59 \cdot U_G + 0{,}89 \cdot U_B\end{aligned}$$

Die Farb-Differenzsignale bei der Farbfernseh-Übertragung

Zum Übertragen der Farbart, d. h. von Farbton und Farbsättigung, werden zwei Farb-Differenzsignale benötigt, die auf einen Farbträger aufmoduliert werden. Das Ergebnis der Modulation wird Farbart-Signal genannt. Für das Farbart-Signal bzw. seine beiden mit den zwei Farb-Differenzsignalen gebildeten Komponenten ist eine weit geringere Bandbreite erforderlich als für das Leuchtdichte-Signal, so daß unter Anwendung der

Frequenzverkämmung für das Farb-Fernsehen dieselbe Kanalbreite möglich ist wie für das Schwarz-Weiß-Fernsehen.

Mit der Trennung von Leuchtdichte-Signal und Farbart-Signal ist außerdem die Kompatibilität von Farb-Fernsehen und Schwarz-Weiß-Fernsehen gegeben.

Die Farb-Differenzsignale im Farbfernseh-Empfänger

Das Farbart-Signal wird im Empfänger in zwei parallel arbeitenden Demodulatoren hinsichtlich seiner (U_R-U_Y)- und seiner (U_B-U_Y)-Komponente demoduliert, womit sich wieder die zwei Farb-Differenzsignale (U_R-U_Y) und (U_B-U_Y) ergeben. Außerdem steht im Empfänger das Leuchtdichte-Signal U_Y zur Verfügung. Deshalb kann man in einer entsprechenden Matrixschaltung des Empfängers entweder

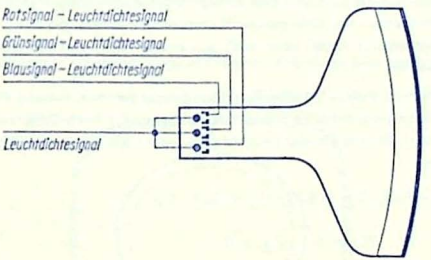
- aus den Farb-Differenzsignalen (U_R-U_Y) und (U_B-U_Y) das dritte Farb-Differenzsignal ableiten und diese drei Signale gemeinsam mit dem Leuchtdichte-Signal U_Y weiter verwenden oder
- aus den Farb-Differenzsignalen (U_R-U_Y) und (U_B-U_Y) gemeinsam mit dem Leuchtdichte-Signal U_Y die Primär-Farbsignale U_R, U_G und U_B gewinnen.

Die erstgenannte Möglichkeit wird ausgenützt bei der Farb-Differenzsignal-Steuerung; die zweite Möglichkeit dient zur R, G, B-Steuerung der Farbfernseh-Bildröhre.

Farb-Differenzsignal-Steuerung der Lochmasken-Farbfernseh-Bildröhre

Bei dieser Steuerungsart dient die Farbfernseh-Bildröhre selbst als Matrix, denn selbstverständlich müssen die drei Strahlsysteme an den dazu gehörenden Steuerstrecken mit von den drei Primär-Farbsignalen abgeleiteten Spannungen gesteuert werden.

Die Lochmasken-Farbfernseh-Bildröhre enthält drei Strahlsysteme, wobei zu jedem dieser Systeme eine Kathode und eine Steuer-Elektrode (ein Wehnelt-Zylinder) gehören.



Zusätzlich zu der Steuerung mit dem Leuchtdichte-Signal werden die drei Elektronenstrahlen der Farbfernseh-Bildröhre mit den ihnen zugeordneten Farb-Differenzsignalen angesteuert, d. h.

- der Rotstrahl mit dem Farb-Differenzsignal (U_R-U_Y) und mit dem Leuchtdichte-Signal U_Y
- der Grünstrahl mit dem Farb-Differenzsignal (U_G-U_Y) und mit dem Leuchtdichte-Signal U_Y sowie

- der Blaustrahl mit dem Farb-Differenzsignal ($U_B - U_Y$) und mit dem Leuchtdichte-Signal U_Y

Jeder der drei Strahlströme wird durch die Spannung gesteuert, die zwischen der Kathode und der Steuer-Elektrode des hierzu gehörenden Strahlsystems liegt. Da das Leuchtdichte-Signal stets mit zum Steuern verwendet werden muß, legt man es an drei miteinander zusammengeschaltete gleichartige Elektroden, meistens an die drei Kathoden (gegen Masse). Die Farb-Differenzsignale werden dann — ebenfalls gegen Masse — an die einzelnen Steuer-Elektroden gelegt **(Bild)**.

An den drei Steuerstrecken der Lochmasken-Farbfernseh-Bildröhre kommen damit die vier Signale entsprechend den folgenden Gleichungen zur Wirkung:

$$U_Y + (U_R - U_Y) = U_R$$
$$U_Y + (U_G - U_Y) = U_G$$
$$U_Y + (U_B - U_Y) = U_B$$

Indem also die Lochmasken-Farbfernseh-Bildröhre einerseits generell mit dem Leuchtdichte-Signal U_Y und andererseits mit den Farb-Differenzsignalen gesteuert wird, treten im Effekt als Steuerspannungen für die drei Elektronenstrahlen die drei Primär-Farbsignale U_R, U_G und U_B auf. (Die unterschiedlichen Leuchtstoff-Wirkungsgrade der drei Leuchtstoffe und die erforderliche Verstärkung sind bei dieser Betrachtung zum besseren Verständnis nicht berücksichtigt).

Als Beispiel eine blaue Bildstelle

Angenommen, es soll eine Bildstelle mit Blau von höchstmöglichem Sättigungsgrad wiedergegeben werden. Hierbei darf nur der Elektronenstrahl auftreten, der die blau aufleuchtenden Leuchtstoffpunkte zum Leuchten anregt. Das Leuchtdichte-Signal wirkt sich auf alle drei Elektronenstrahlen aus. Dies geschieht unabhängig davon, ob das Leuchtdichte-Signal allein aus einem blauen Anteil oder auch aus einem roten und aus einem grünen Anteil zusammengesetzt ist.

Damit allein die blau aufleuchtenden Punkte angeregt werden, müssen die beiden anderen Elektronenstrahlen unterdrückt werden. Hierzu dienen die Farb-Differenzsignale. Im Falle des hier gewählten Beispiels ist das Leuchtdichte-Signal allein mit dem Blausignal gegeben. In der Gleichung

$$U_Y = 0{,}30 \cdot U_R + 0{,}59 \cdot U_G + 0{,}11 \cdot U_B$$

sind

$$U_R = 0 \quad U_G = 0 \quad U_B > 0$$

Es ist dann:

$$U_Y = 0{,}11 \cdot U_B$$

Es werden dabei der Rot- und der Grünstrahl unterdrückt (gemeinsame Steuerung mit positivem Leuchtdichte-Signal und Farb-Differenzsignal, das für Rot und Grün ausschließlich aus dem negativen Leuchtdichte-Signal besteht), während der Blaustrahl dem Blausignal gemäß auftritt (Steuerung mit positivem Leuchtdichte-Signal und Farb-Differenzsignal ($U_B - U_Y$), d. h. hier mit positivem Blausignal und negativem Leuchtdichte-Signal).

Fachausdrücke zur Technik des Farb-Fernsehens

Die hier folgenden Erklärungen sollen eine Hilfe beim Einarbeiten in die Technik des Farb-Fernsehens sein. Als Farbfernseh-Bildröhre ist dabei nur die Lochmasken-Farbfernseh-Bildröhre zugrunde gelegt. Von den Farbfernseh-Verfahren sind vor allem das NTSC- und das PAL-Verfahren berücksichtigt.

Ablenkeinheit der Lochmasken-Farbfernseh-Bildröhre

Das über den Röhrenhals der Fernseh-Bildröhre zu schiebende Aggregat, das die Ablenkspulen mit ihren Zusätzen, den Farbreinheitsmagneten, den Blau-Schiebemagneten und die Radial-Konvergenzeinheit umfaßt.

Abschirmkappe

Aus Stahlblech bestehende Umhüllung des Kolbenkonus der Lochmasken-Farbfernseh-Bildröhre.

Abschirmung, magnetische

a) Schutz der Lochmasken-Farbfernseh-Bildröhre durch eine Abschirmkappe gegen Einstreuungen äußerer magnetischer Felder, die vor allem Konvergenzfehler zur Folge haben. Zum magnetischen Abschirmen trägt auch die Metallarmierung bei.

b) Verhinderung des gegenseitigen Beeinflussens der drei Radial-Konvergenzmagnete durch drei gegeneinander um 120° versetzte Abschirmbleche, die sich im Innern des Röhrenhalses der Lochmasken-Farbfernseh-Bildröhre befinden.

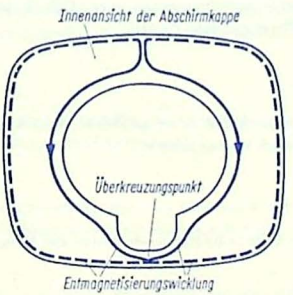
achromatisch

a) Farblos.

b) Nicht mit Farb-Deckungsfehlern behaftet.

Achterspule

Aus einer Spule mit einer Überkreuzung bestehende Wicklung zum Entmagnetisieren der



Lochmaske, der Armierung und der Abschirmkappe der Lochmasken-Farbfernseh-Bildröhre.

Äquiband-Demodulator

Demodulator von Farbfernseh-Empfängern, bei denen für die beiden Komponenten des Farbart-Signals bei der Demodulation gleiche Bandbreiten gelten.

alternierender Burst

Siehe: Burst, alternierender

Ausfransen der Farben

Farb-Deckungsfehler, verursacht durch rasche Bewegungen in der wiederzugebenden Szene.

Ballaströhre

Röhre zum Stabilisieren der Hochspannung für eine Farbfernseh-Bildröhre gegen die Folgen der Strahlstrom-Schwankungen. Die Ballaströhre wird so gesteuert, daß sie im Idealfall mit den Änderungen ihres Anodenstromes die Strahlstrom-Schwankungen ausgleicht.

Bandverschachtelung

Anderer Ausdruck für Frequenzverkämmung.

Bezugsphase

Beim NTSC-Verfahren und beim PAL-Verfahren die Phasenlage, von der aus der Nullphasenwinkel des Farbart-Signals angegeben wird. Das ist beim NTSC-Verfahren die gegen den Burst um 180° verschobene Phase.

blasse Farbe

Farbe mit höherer Leuchtdichte und einem größeren Weiß-Anteil, d. h. mit einem Farbsättigungsgrad, der wesentlich kleiner ist als 1.

Blau-Durchhang

Abweichung einer blauen Zeile in Bildschirm-Mitte von der Waagerechten.

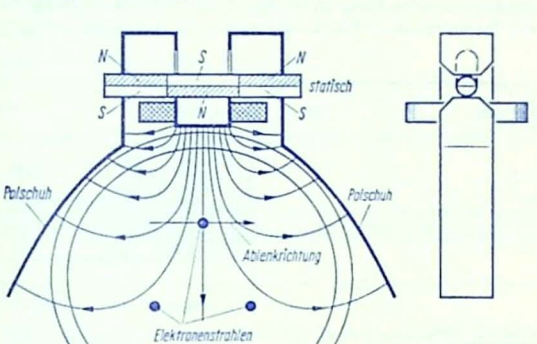
Blauquer-Einstellung

Kurzbezeichnung für die Einstellung des Blau-Schiebemagneten.

Blau-Schiebemagnet

Magnet des Konvergenzsystems, der eine tangentiale (laterale) Verschiebung des den blauen Bildpunkten zugeordneten Elektronenstrahls ermöglicht.

Andere Bezeichnung: Lateral-Magnet.



Blausignal

Primär-Farbsignal, das sowohl die Farbart Blau als auch einen Anteil der Leuchtdichte umfaßt.

Blaustatik

Statische Konvergenz-Korrektur des den blau aufleuchtenden Leuchtstoffpunkten zugeordneten Elektronenstrahles mit Einstellen des hierzu gehörenden Magneten des Konvergenzsystems.

Blaustrahl

Elektronenstrahl, der in der Farbfernseh-Bildröhre die Bildschirmpunkte mit dem Leuchtstoff für die blaue Farbe zum Leuchten anregen soll.

Blausystem

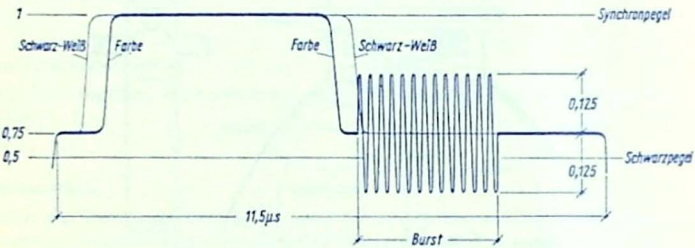
Strahlsystem für den Elektronenstrahl, der den blau aufleuchtenden Punkten des Bildschirms der Lochmasken-Farbfernseh-Bildröhre zugeordnet ist.

Burst

Farb-Synchronisier-Signal, d. h. Farbträger-Impuls auf der hinteren Austastschulter des Zeilen-Impulses. Beim NTSC-Verfahren ist die Burst-Phasenlage entgegengesetzt zur positiven $F_{(B-Y)}$-Richtung.

Burst, alternierender

Farb-Synchronisier-Signal beim PAL-Verfahren. Hierbei zerlegt man den Burst-Impuls in zwei um 90° gegeneinander phasenverschobene Komponenten und polt die eine Komponente bei jedem Zeilenwechsel um, während die andere Komponente mit gleichbleibender Phasenlage gesendet wird. Dadurch wechselt die Burst-Phase mit jedem Zeilenwechsel gegenüber der Phasenlage des NTSC-Bursts zwischen 45° Voreilung und 45° Nacheilung.



Burst-Komponenten

Die zwei Burst-Anteile, die beim PAL-Verfahren gemeinsam den alternierenden Burst ergeben. Beide Anteile haben gleiche Beträge. Die Phasenlage der einen Burst-Komponente (der $(B-Y)$-Komponente) stimmt mit der Phasenlage des Bursts für das NTSC-Verfahren überein. Die Phasenlage der anderen Burst-Komponente (der $(R-Y)$-Komponente) unterscheidet sich davon — von Zeile zu Zeile wechselnd — um $+90°$ und $-90°$.

Chroma

Abkürzung von Chrominanz (Ausdruck für Farbart).

Chroma-Verstärker

Abkürzung für Chrominanz-Verstärker. Siehe unter: Farbart-Verstärker.

Chrominanz

Andere Bezeichnung für Farbart, in zusammengesetzten Wörtern meistens mit »Chroma« abgekürzt.

Chrominanz-Signal

Siehe: Farbart-Signal.

Chrominanz-Verstärker

Andere Bezeichnung für Farbart-Verstärker.

Coder

Bezüglich des Farb-Fernsehens: die Einrichtung, mit der im Sender aus den Primär-

Farbsignalen das dem Träger des Senders aufzumodulierende FB-Signal (Summe aus Farbart-Signal und Leuchtdichte-Signal) gewonnen wird.

Colorkiller

Im Farbfernseh-Empfänger der Schaltungsteil, mit dem bei Schwarz-Weiß-Empfang der Farbart-Verstärker gesperrt wird.

Andere Ausdrücke: Farbabschalter, Farbsperre.

Cross-Color

Übersprechen von Leuchtdichtesignal-Komponenten in den Farbkanal.

Cyan

In der Farbfernseh-Technik verwendete Bezeichnung für Blaugrün mit einer Wellenlänge von etwa 490 nm. Diese Farbe entsteht durch Addition von Farblichtstrahlungen der Grundfarben Blau und Grün mit gleicher Intensität.

Deckungsfehler

Abweichungen von der Konvergenz der drei Elektronenstrahlen bei einer Dreistrahl-Farbfernseh-Bildröhre.

Decoder

Im Farbfernseh-Empfänger der Teil, in dem aus dem Farbart-Signal die Primär-Farbsignale bzw. die Farb-Differenzsignale zurückgewonnen werden. Der Decoder-Eingang liegt am Ausgang des Chroma-Verstärkers.

Andere Bezeichnung: Farbart-Demodulator.

Dematrix

Allgemein: Matrix, in der die in einer vorangehenden Matrix bewirkte Umsetzung rückgängig gemacht wird. Beim Farb-Fernsehen: Matrix, mit der im Farbfernseh-Empfänger aus den Signalen $(R-Y)$, $(B-Y)$ und Y die Signale R, G und B gewonnen werden.

differentieller Phasenfehler

Von der Amplitude des Gesamtsignals abhängender Phasenfehler des Farbart-Signals bei Quadratur-Modulation (pegelabhängige Phasenabweichungen).

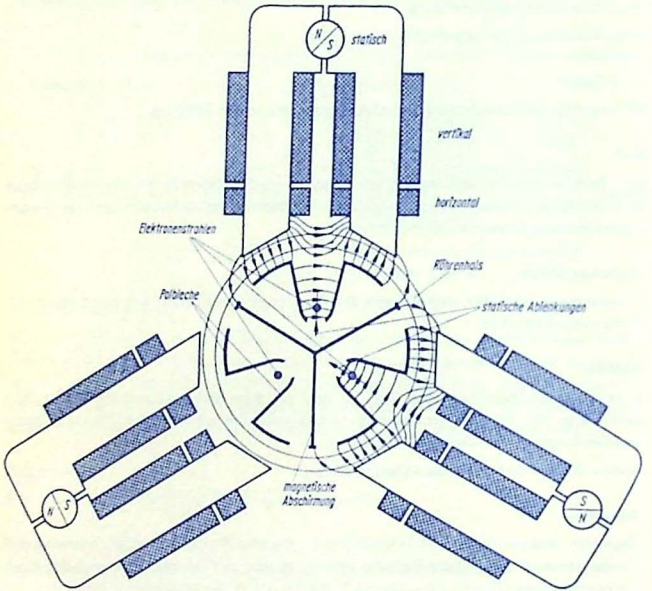
dominierende Wellenlänge

Siehe: Farbtongleiche Wellenlänge.

dynamische Konvergenz-Korrektur

Diese Korrektur, kurz auch »dynamische Konvergenz« genannt, dient dazu, die Konvergenzfehler auszugleichen, die bei Auslenkungen der drei Elektronenstrahlen aus der Bildröhren-Mittelachse auftreten, wenn die Konvergenz der drei Elektronenstrahlen für die

Bildschirmmitte erreicht ist. Die dynamische Konvergenz-Korrektur wird mit dem Konvergenz-System erreicht: Man läßt dessen Spulen von Strömen durchfließen, die aus beiden Ablenkströmen abgeleitet sind. Die hierzu notwendigen Einstellungen werden für die senkrechte und die waagerechte Bildschirm-Mittellinie durchgeführt.



Entmagnetisierungswicklung

Von »abklingendem« Wechselstrom durchflossene Wicklung zum Löschen remanenter Magnetfelder. Bei der Lochmasken-Farbfernseh-Bildröhre: An der Abschirmkappe befestigte Wicklung (Achterspule oder Ringspulenpaar).

entsättigte Farbe

Farbart, die deutlich als nicht gesättigt wahrgenommen wird, d. h. Farbart mit einem Farbsättigungsgrad weit unter 1.

Farbabschalter

Anderer Ausdruck für Colorkiller.

Farbart

Kennzeichen einer Lichtstrahlung, in einer Farbart-Tafel festgelegt mit den Farbart-Koordinaten. Der Begriff der Farbart umfaßt den Farbton und den Farbsättigungsgrad, nicht aber die Leuchtdichte.

Farbart-Demodulator

Decoder des Farbfernseh-Empfängers. Siehe unter: Decoder.

Farbart-Flimmern

Flimmern, das ausschließlich aus raschen (störenden) Farbart-Schwankungen besteht.

Farbart-Gleichrichter

In einigen Farbfernseh-Empfängern der Teil, in dem das aus dem Zf-Verstärker kommende Signal so demoduliert wird, daß sich das Farbart-Signal in Gestalt des Ergebnisses der Modulation des Farbträgers ergibt. Man beachte, daß der Farbart-Gleichrichter nicht mit dem Farbart-Demodulator (dem Decoder) identisch ist.

Farbart-Koordinaten

a) Karthesische Koordinaten, mit denen die den einzelnen Farbarten zugeordneten Farborte festgelegt werden, insbesondere die als Normfarbwert-Anteile bezeichneten Koordinaten für die in der CIE-Farbart-Tafel enthaltenen Farborte.

Andere Bezeichnung: Farb-Koordinaten.

b) Komponenten des Primär-Farbart-Signals.

Farbart-Modulation

Modulation des Farbträgers mit den Komponenten des Primär-Farbart-Signals.

Farbart-Signal

Das Ergebnis der Modulation des Farbträgers mit den Komponenten des Primär-Farbart-Signals (z. B. mit den Farb-Differenzsignalen), oft kurz Farbsignal genannt. Das Farbart-Signal ergibt sich für die beim NTSC-Verfahren und beim PAL-Verfahren verwendete Quadratur-Modulation als eine bezüglich Phase und Amplitude modulierte Wechselspannung, deren Frequenz für konstante zu übertragende Farben (sowohl Farbart wie Leuchtdichte konstant) die Farbträger-Frequenz ist. Beim SECAM-Verfahren ist das Farbart-Signal die Summe von zwei in zeitlich aufeinander folgenden Zeilen übertragenen Komponenten.

Das Farbart-Signal läßt sich in zwei Komponenten zerlegen, deren Zeiger mit den entsprechenden Komponenten des Primär-Farbart-Signals übereinstimmen.

Als Formelzeichen für den Farbart-Signalzeiger verwendet man U_F. Das Farbart-Signal wird vielfach normiert, d. h. auf einen bestimmten Spannungswert U_N bezogen. Dann benutzt man für den Farbart-Signalzeiger die Schreibweise

$$F = \frac{U_F}{U_N}$$

Farbart-Tafel

Graphische Darstellung der Farbarten in einer Ebene, üblicherweise mit rechtwinkligen Koordinaten. Als Koordinaten werden insbesondere die Normfarbwert-Anteile verwendet. Die Farborte aller Spektralfarben bilden in der Farbart-Tafel einen stetig gekrümmten Kurvenzug, den Spektralfarbenzug, der von einer Geraden, der Purpurlinie abgeschlossen wird. Die so eingegrenzte Fläche umfaßt alle reellen, d. h. darstellbaren Farbarten. Die Farbart-Tafel enthält keine Aussage über die Leuchtdichte. Es gibt mehrere Ausführungen von Farbart-Tafeln. Besonders wichtig ist die CIE-Farbart-Tafel.

Farbart-Verstärker

Verstärker für das Farbart-Signal. Er liegt zwischen dem Ausgang des Video- oder des Farbart-Gleichrichters und dem Eingang des Farbart-Demodulators (des Decoders).

Andere Bezeichnungen: Chrominanz-Verstärker, Chroma-Verstärker.

Farbauszug

Ein Bildanteil, der einen einzigen Farbton betrifft und alle dazu gehörenden Leuchtdichten umfaßt.

Farbauszugs-Signal

Siehe: Primär-Farbsignal.

Farbbalken-Generator

Prüfgenerator für Farbfernseh-Empfänger. Dieser Generator liefert eine Signalfolge, die auf dem Bildschirm der Farbfernseh-Bildröhre breite, nebeneinanderliegende, verschiedenfarbige Farbbalken — das Farbbalken-Muster — hervorruft.

Farbbalken-Muster

Farbbild-Muster, das meist aus senkrechten Farbstreifen auf dem Bildschirm einer Farbfernseh-Bildröhre besteht.

Eine häufig verwendete Reihenfolge der Farbstreifen, die sich auf abnehmende Leuchtdichte gründet und die sich aus den Farblichtstrahlungen der drei Grundfarben und Kombinationen davon ergibt, ist:

Weiß, Gelb, Cyan, Grün, Magenta, Rot, Blau, Schwarz.

Farbbildröhre

Kurzbezeichnung für Farbbild-Wiedergaberöhre, d. h. für die zur Bildwiedergabe dienende Farbfernseh-Bildröhre.

Farbbild-Signal

Summe aus dem Farbart-Signal, dem Leuchtdichte-Signal, dem Austast-Signal und dem Farb-Synchronisier-Signal (Burst). Kurzbezeichnung: FBA-Signal.

Farbbild-Signal-Gemisch

Das mit dem Synchronisier-Signal, wie es auch beim Schwarz-Weiß-Fernsehen benötigt wird, ergänzte Farbbild-Signal. Kurzbezeichnung: FBAS-Signal.

Farbbild-Wiedergaberöhre

Die zur Bildwiedergabe dienende Farbfernseh-Bildröhre.

Farbcoder

Anordnung, in der aus den von der Farbfernseh-Kamera oder von einem Farbbild-Abtaster stammenden Primär-Farbsignalen das Farbbild-Signal (FBA-Signal) bzw. durch Hinzufügen des Synchronisier-Signals das Farbbild-Signal-Gemisch (FBAS-Signal) gewonnen wird. Kurzbezeichnungen: Coder, Encoder.

Farb-Deckung

Siehe: Konvergenz.

Farb-Deckungsfehler

Nicht-Zusammenfallen der den drei Grundfarben zugeordneten Farbauszüge eines Bildes. Konvergenzfehler.

Farb-Decoder

Anordnung, in der aus dem Farbbild-Signal-Gemisch (FBAS-Signal) die Primär-Farbsignale oder das Leuchtdichte-Signal und die Farb-Differenz-Signale zurückgewonnen werden. Kurzbezeichnung: Decoder.

Farb-Demodulator

Anordnung, in der aus dem Farbart-Signal, d. h. aus dem Ergebnis der Modulation des Farbträgers mit den Komponenten des Primär-Farbart-Signals diese Komponenten zurückgewonnen werden.

Farb-Differenzsignale

Spannungen, die als Differenz der Primär-Farbsignale und des Leuchtdichte-Signals entstehen. Entsprechend den drei Primär-Farbsignalen U_R, U_G und U_B gibt es die drei Farb-Differenzsignale $(U_R - U_Y)$, $(U_G - U_Y)$ und $(U_B - U_Y)$.

Mit dem Leuchtdichte-Signal

$$U_Y = 0{,}30 \cdot U_R + 0{,}59 \cdot U_G + 0{,}11 \cdot U_B$$

gilt

$$(U_R - U_Y) = 0{,}70 \cdot U_R - 0{,}59 \cdot U_G - 0{,}11 \cdot U_B$$
$$(U_G - U_Y) = -0{,}30 \cdot U_R + 0{,}41 \cdot U_G - 0{,}11 \cdot U_B$$
$$(U_B - U_Y) = -0{,}30 \cdot U_R - 0{,}59 \cdot U_G + 0{,}89 \cdot U_B$$

Die Farb-Differenzsignale $(U_R - U_Y)$ und $(U_B - U_Y)$ dienen beim PAL-Verfahren und beim SECAM-Verfahren zum Übertragen der Farb-Information. Sie sind Komponenten des Primär-Farbart-Signals, d. h. das Primär-Farbart-Signal ist die geometrische Summe der Farb-Differenz-Signale $(U_R - U_Y)$ und $(U_B - U_Y)$.

Mit den drei Farb-Differenzsignalen können nach entsprechender Verstärkung die drei Strahlströme der Lochmasken-Farbfernseh-Bildröhre an ihren Steuer-Elektroden gesteuert werden, wenn an die zusammengeschalteten Kathoden das verstärkte Leuchtdichte-Signal gelegt wird.

Beispiel:

Bei der Wiedergabe eines blauen Bildpunktes gilt

$$U_B = U_Y \qquad U_R = 0 \qquad U_L = 0 \qquad \text{und demzufolge}$$
$$(U_B - U_Y) + U_Y = U_B \quad \text{(Steuersignal für den Blaustrahl)}$$
$$(U_R - U_Y) + U_Y = 0 \quad \text{(Steuersignal für den Rotstrahl)}$$
$$(U_G - U_Y) + U_Y = 0 \quad \text{(Steuersignal für den Grünstrahl)}$$

Die Farb-Differenzsignale werden vielfach normiert, d. h. auf einen bestimmten Spannungswert U_N bezogen. Die dafür verwendete Schreibweise ist dann:

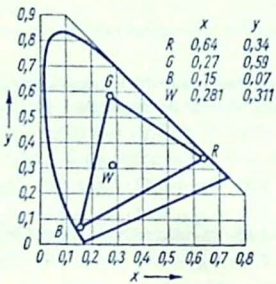
$$(R - Y) = \frac{(U_R - U_Y)}{U_N}$$

$$(B - Y) = \frac{(U_B - U_Y)}{U_N}$$

$$(G - Y) = \frac{(U_G - Y)}{U_N}$$

Farbdreieck

Dreieck in einer Farbart-Tafel, dessen Eckpunkte durch die zu drei Farbarten gehörenden Farborte festgelegt sind. Die Fläche des Farbdreiecks enthält die Farborte sämtlicher Farb-



arten, die aus den Lichtstrahlungen der drei zu den Eckpunkten gehörenden Farbarten mischbar sind.

Beim Farb-Fernsehen werden für die Eckpunkte des Farbdreiecks die Farborte der drei Grundfarben Rot, Grün und Blau gewählt. Dabei ist in der Dreiecksfläche der Weißpunkt W enthalten.

Genauere Bezeichnung: Farbart-Dreieck.

Farbe

a) Gegenstandsfarbe.

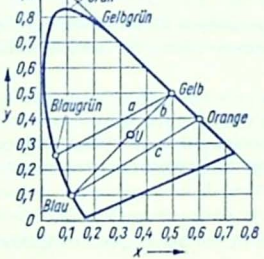
b) Mittel zum Erzeugen einer Gegenstandsfarbe, d. h. Mittel zum Überdecken einer Oberfläche, um damit eine bestimmte Abhängigkeit des Reflexionsgrades von der Wellenlänge der auffallenden Lichtstrahlung zu erreichen, oder Mittel zum Auflösen in einer Flüssigkeit bzw. in einem durchsichtigen Material, um so eine bestimmte Abhängigkeit des Lichtdurchlässigkeitsgrades von der Wellenlänge zu gewinnen.

c) Wahrgenommener Charakter einer Lichtstrahlung, wobei außer der Wellenlänge oder der Wellenlängen-Kombination der Lichtstrahlung auch die Leuchtdichte und die Ausleuchtung des gesamten Gesichtsfeldes für diesen Charakter maßgebend sind. Dies ist die im Zusammenhang mit dem Farb-Fernsehen in Betracht kommende Bedeutung.

Die von der Leuchtdichte und der Wellenlängen-Kombination abhängende Farbwahrnehmung wird mit der Angabe des Farbtones und der Farbsättigung (oder mit Angabe der Normfarbwert-Anteile der den Farbton und den Farbsättigungsgrad umfassenden Farbart) sowie mit der Angabe der Leuchtdichte gekennzeichnet. Man muß daher sorgfältig zwischen Farbe und Farbart unterscheiden.

Farbenpaar

Zwei Farblichtstrahlungen mit demselben Farbsättigungsgrad und derselben Leistungsdichte sowie solchen Farbtönen, daß die Mischung beider Farblichtstrahlungen als unbunte Lichtstrahlung wahrgenommen wird.



Andere Bezeichnung: Komplementärfarben.

Farb-Hilfsträger

Siehe: Farbträger.

Farb-Information

a) Andere Bezeichnung für Farbart-Signal.

b) Signal, das nur den Farbton oder nur die Farbsättigung betrifft.

Farb-Koordinaten

Siehe: Farbart-Koordinaten.

Farbleuchtstoff

a) Allgemein: Leuchtstoff, der bei geeigneter Anregung farbig aufleuchtet.

b) Beim Farb-Fernsehen: Leuchtstoff, der beim Auftreffen eines Elektronenstrahls in einer der für die Farbfernseh-Bildröhre benutzten Grundfarben (Rot, Grün, Blau) aufleuchtet.

Farblichtstrahlung

Lichtstrahlung mit einer bestimmten relativen spektralen Verteilung. Sonderfälle sind die weiße Lichtstrahlung sowie Lichtstrahlungen mit jeweils nur einer einzigen Wellenlänge, nämlich monochromatische Lichtstrahlungen.

Farbmatrix(-Schaltung)

Schaltung, in der aus Signalen, die die Farbwiedergabe betreffen, andere solche Signale gewonnen werden.

Farbmischung, additiv

Mischung von Farblichtstrahlungen, d. h. gemeinsames Einstrahlen von mehreren Farblichtstrahlungen auf ein und dieselbe Fläche, bzw. auch auf dicht benachbarte Punkte der Netzhaut.

Farbmodulator

Modulator, in dem aus einer Komponente des Primär-Farbart-Signals (z. B. aus einem Farb-Differenzsignal) und dem Farbträger eine Komponente des Farbart-Signals gewonnen wird.

Farbort

Punkt, der in einer Farbart-Tafel oder in einem Farbdreieck einer bestimmten Farbart zugeordnet ist und mit den Werten der Farbart-Koordinaten festgelegt wird.

Farbphosphor

Bezeichnung für einen Leuchtstoff, der bei entsprechender Anregung in einer bestimmten Farbe leuchtet.

Farbrauschen

Auf dem Bildschirm einer Farbfernseh-Bildröhre, insbesondere längs der Zeilen, rasch wechselnde Farbarten, die als farbiges Ausreißen der Konturen wahrgenommen werden.

Farbreinheit

a) Beim Farb-Fernsehen das alleinige Leuchten der Farbpunkte, die dem dazu gehörenden Elektronenstrahl der Farbfernseh-Bildröhre zugeordnet sind.

b) Bei Gegenstandsfarben das Fehlen eines Schwarz-Anteiles.

Farbreinheits-Magnet

Dauermagnet-Ringpaar ähnlich dem Zentriermagneten für die Schwarz-Weiß-Fernseh-Bildröhre. Das Ringpaar umschließt den Hals der Lochmasken-Farbfernseh-Bildröhre. Mit gegenseitigem und gemeinsamem Verdrehen der beiden Ringe wird die Farbreinheit eingestellt.

Farbreiz

Jede Strahlung, die aufgrund der damit gereizten Netzhaut eine Farbwahrnehmung hervorruft.

Farbsättigung (Farbsättigungsgrad)

Farbart-Komponente, die den Mangel an Weißanteil einer Farblichtstrahlung zahlenmäßig kennzeichnet.

a) Allgemein: Der Farbsättigungsgrad 1 bedeutet völliges Fehlen eines Weißanteiles. Er gilt für sämtliche Farblichtstrahlungen, deren Farborte auf dem Spektralfarbenzug oder der Purpurlinie in der Farbart-Tafel liegen. Das sind alle Spektralfarben (Farblichtstrahlungen mit nur einer Wellenlänge) sowie alle die mehrwelligen Farblichtstrahlungen, deren Wellenlängen entweder zwischen 550 nm und 700 nm oder zwischen 380 nm und 420 nm oder zwischen 700 nm und 780 nm liegen bzw. Farblichtstrahlungen mit Wellenlängen aus den beiden zuletzt genannten Wellenlängen-Bereichen gemeinsam. Der Farbsättigungsgrad ist gleich Null für unbunte Lichtstrahlungen.

   Der Farbsättigungsgrad nimmt mit der Entfernung vom Spektralfarbenzug bzw. von der Purpurlinie gegen den Unbuntpunkt hin ab. Ein Beispiel für abnehmende Sättigung ist der Übergang von gesättigtem Rot auf immer blasseres Rosa, das schließlich in Weiß übergeht.

b) Beim Farb-Fernsehen: Weil die Farbsättigungsgrade der Lichtstrahlungen von den zum Leuchten angeregten Leuchtstoffen des Bildschirms kleiner als 1 sind, kann der Farbsättigungsgrad 1 beim Farb-Fernsehen nicht erreicht werden. Man spricht deshalb von beim Farb-Fernsehen maximal möglicher Farbsättigung oder von (beim Farb-Fernsehen) voll gesättigten Farbarten, wenn nur einer oder zwei der drei Leuchtstoffe leuchten. Nicht voll gesättigte Farbarten liegen immer dann vor, wenn auch noch der dritte Leuchtstoff mit zum Leuchten angeregt wird.

Farbsaum

Farbabweichungen des wiedergegebenen vom zu übertragenden Farbbild an den Grenzen zwischen zwei Leuchtdichtewerten bzw. zwischen zwei Farbarten bzw. zwischen zwei Farben.

Farbschwelle

Leuchtdichte, bei der die Farbunterschiede gerade nicht mehr wahrnehmbar sind.

Farbsignal

a) Signal, das die Eigenschaften einer Farbe, d. h. Farbart und Leuchtdichte, wiede gibt.

b) Ungenaue Bezeichnung für Farbart-Signal.

c) Primär-Farbartsignal.

Farbsperre

Anderer Ausdruck für Colorkiller.

Farbsperr-Verstärker

Verstärker, in dem das zum Sperren des Farbart-Verstärkers bei Empfang von Schwarz-Weiß-Sendungen erforderliche Signal verstärkt wird.

Farbstreifen-Generator

Prüfgenerator für Farbfernseh-Empfänger. Dieser Generator bewirkt auf dem Bildschirm einer Farbfernseh-Bildröhre ein Farbstreifen-Muster.

Siehe auch: Farbbalken-Generator.

Farb-Synchronisier-Signal

Mehrere Perioden des Farbträgers auf der hinteren Schwarzschulter des Zeilen-Impulses. Mit diesem Signal wird der im Empfänger vorhandene Farbträger-Oszillator nach Frequenz und Phasenlage synchronisiert.

Andere Bezeichnungen: Farbsynchronsignal, Burst.

Farbton

Die Farbart-Komponente, die mit einer einzigen Wellenlänge (bzw. mit einer farbtongleichen Wellenlänge) gekennzeichnet und in der Farbart-Tafel mit einem vom Unbuntpunkt ausgehenden Strahl festgelegt ist.

farbtongleiche Wellenlänge

Die den Farbton einer Lichtstrahlung kennzeichnende Wellenlänge. Trägt man die Farbart (gegeben mit dem Farbton und dem Farbsättigungsgrad) als Punkt in die Farbart-Tafel ein, so erhält man die farbtongleiche Wellenlänge wie folgt:

Man verbindet den die Farbart kennzeichnenden Punkt (den Farbort) mit dem Unbuntpunkt und verlängert diese Verbindungsgerade bis zum Schnitt mit dem Spektralfarbenzug bzw. der Purpurlinie, je nachdem ob der Farbort zwischen Unbuntpunkt und Spektralfarbenzug oder zwischen Unbuntpunkt und Purpurlinie liegt. Beispiel: Zu dem mit $x = 0{,}18$ und $y = 0{,}48$ festgelegten Farbort gehört als farbtongleiche Wellenlänge etwa 505 nm (Bild 1).

Da bei nicht gesättigten Purpurfarben keine farbtongleiche Wellenlänge existiert, gibt man hierfür die sogenannte kompensative Wellenlänge an. Das ist die Wellenlänge, die sich aus dem Schnittpunkt der Geraden (durch den betreffenden Farbort und den Unbuntpunkt) mit dem Spektralfarbenzug ergibt. Zur Unterscheidung von den farbtongleichen Wellenlängen wird den Zahlenwerten der kompensativen Wellenlängen ein Minuszeichen vorgesetzt (Bild 2).

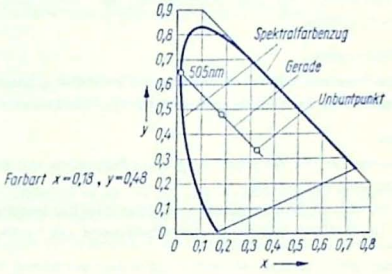


Bild 1

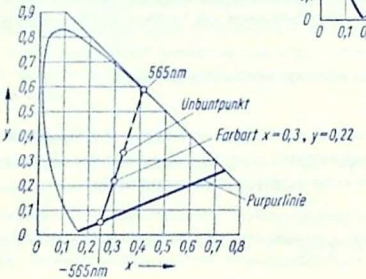


Bild 2

Andere Bezeichnungen für farbtongleiche Wellenlänge: dominierende Wellenlänge, kennzeichnende Wellenlänge.

Farbträger

Trägerspannung, der die Komponenten des Primär-Farbart-Signals aufmoduliert werden. Mit Rücksicht auf die Frequenz-Verkämmung wählt man die Farbträger-Frequenz z. B. nach dem Halbzeilen-Offset (NTSC-Verfahren) zu 4,4296875 MHz, oder nach dem Viertelzeilen-Offset mit 25-Hz-Versatz (PAL-Verfahren) zu 4,43361875 MHz.

Farbträger-Offset

Verlegen der Farbträger-Frequenz in eine Lücke zwischen den Harmonischen der Zeilenfrequenz.

Farbträger-Unterdrückung

Amplituden-Modulation des Farbträgers der Art, daß dieser im Modulationsergebnis nicht auftritt.

Farbträger-Versatz

Zufügen einer niedrigen Frequenz — z. B. der Vertikalfrequenz — zu der mit dem Offset gegebenen Frequenz des Farbträgers.

Farbtripel

Die drei jeweils zusammengehörenden (bei unbunter Wiedergabe gemeinsam angeregten) Farbleuchtstoff-Punkte der drei Grundfarben Rot, Grün und Blau in der Lochmasken-Farbfernseh-Bildröhre.

Farb-Übersprechen

Zusammenwirken von Anteilen einer Farbart-Signal-Komponente mit der anderen Farbart-Signal-Komponente. Farb-Übersprechen führt in erster Linie zu Farbsäumen.

Farbvalenz

Kennzeichnung für die Wahrnehmung eines Farbreizes mit dem Gesichtssinn. Die Farbvalenz kann bestimmt werden

a) bei vorgegebenen Primärvalenzen: mit den drei Farbwerten, oder

b) mit der Leuchtdichte und der Farbart (bestehend aus Farbton und Farbsättigung).

Farbvektor

Anderer (nicht ganz korrekter) Ausdruck für Farbart-Signal-Zeiger.

Farbwert

Der Anteil mit dem eine Primärvalenz an einer (durch additive Mischung) darzustellenden bzw. nachzubildenden Farbvalenz beteiligt ist. (Zur Beschreibung einer Farbvalenz sind drei Primärvalenzen mit den entsprechenden Farbwerten nötig.)

Farbwert-Signal

Eins der drei Primär-Farbsignale U_R, U_G oder U_B, das die Information über einen Farbwert enthält.

Farbzeiger

Zeiger der das Farbart-Signal darstellenden Wechselspannung.

FBA-Signal

Farb-Bild-Austast-Signal.

FBAS-Signal

Farb-Bild-Austast-Synchron-Signal, d. h. Gesamt-Signal für eine Farbfernseh-Sendung, umfassend das Farbart-Signal F, das Bildinhalt-(Leuchtdichte-)Signal B, das Austast-Signal A und das Synchron-Signal S.

Flimmern

Rasche Leuchtdichte- bzw. Farbart-Schwankungen, die bei der Bildwiedergabe als Störungen wahrgenommen werden.

Frequenzverkämmung

Das Spektrum des BAS-Signals zeigt auch im Falle eines wechselnden Bild-Inhaltes Häufungen in der Umgebung der ganzzahligen Vielfachen der Zeilenfrequenz. Zwischen diesen

Häufungen gehen die Amplituden des Spektrums nahezu auf den Wert Null herunter. Auch im Spektrum des Farbart-Signals gibt es Häufungen, deren Mitten um die Zeilenfrequenz bzw. beim PAL-Verfahren um die halbe Zeilenfrequenz auseinander liegen.

Als Frequenzverkämmung bezeichnet man eine Wahl der Farbträgerfrequenz derart, daß die Häufungen im Spektrum des Farbart-Signals in die Lücken des Spektrums des Leuchtdichte-Signals und der Zeilen-Gleichlauf-Impulse fallen.

Andere Bezeichnungen: Bandverschachtelung, Spektral-Verkämmung.

F-Signal

Abkürzung für Farbart-Signal, nämlich für das Ergebnis der Modulation des Farbträgers mit den beiden Komponenten des Primär-Farbart-Signals, z. B. mit zwei Farb-Differenzsignalen.

gebrochene Farbe

Farbe, deren Leuchtdichte geringer ist als die mit dem helladaptierten Auge wahrgenommene (mittlere) Helligkeit des Blickfeldes. Beispiele: Braun und Olivgrün.

Betrachtet man einen braunen Farbfleck in einer Umgebung mit weit geringerer Helligkeit, so nimmt man statt des Braun die dem Braun zugrunde liegende ungebrochene Farbe, nämlich Orange wahr. Unter entsprechenden Bedingungen nimmt man Olivgrün als Gelbgrün wahr.

Grau-Abgleich

a) Abgleich der Farbfernseh-Kamera derart, daß die Primär-Farbsignale bei Aufnahme eines unbunten Bildes gleiche Beträge haben.

b) Abgleich der Aussteuerung einer Farbfernseh-Bildröhre derart, daß sich bei gleichzeitigem Auftreten der drei untereinander gleich großen und entsprechend verstärkten Primär-Farbsignale eine unbunte Wiedergabe ergibt.

Grün-Signal

Primär-Farbsignal, das dem Grünanteil des zu übertragenden Bildpunktes hinsichtlich Farbart und Leuchtdichte entspricht.

Grün-Statik

Statische Konvergenz-Korrektur des den grün aufleuchtenden Leuchtstoffpunkten zugeordneten Elektronenstrahles durch Einstellen des hierzu gehörenden Magneten des Konvergenzsystems.

Grün-Strahl

Elektronenstrahl, der den bei Anregung grün aufleuchtenden Leuchtstoffpunkten zugeordnet ist.

Grün-System

Strahlsystem für den Elektronenstrahl, der den grün aufleuchtenden Punkten des Bildschirmes der Farbfernseh-Bildröhre zugeordnet ist.

Grundfarben beim Farb-Fernsehen

Mit Grundfarben sind hier die Farbarten des Leuchtens der Leuchtstoffpunkte gemeint. Als diese Grundfarben wurden gewählt:

	Farbkoordinaten	Rot	Grün	Blau	Weiß
NTSC	x	0,67	0,21	0,14	0,31
	y	0,33	0,71	0,08	0,316
farbtongleiche Wellenlängen	$\frac{\lambda}{\text{nm}}$	610	535	470	
neuere Festlegung	x	0,64	0,27	0,15	0,281
	y	0,34	0,59	0,07	0,311
farbtongleiche Wellenlängen	$\frac{\lambda}{\text{nm}}$	610	540	465	

Halbzeilen-Offset

Wahl des Frequenzabstandes der Farbträger-Frequenz gleich einem ungeradzahligen Vielfachen der halben Zeilen-Ablenkfrequenz.

Hell-Adaptierung

Einstellung des menschlichen Auges auf eine dem Tageslicht angepaßte spektrale Empfindlichkeit. Im Gegensatz hierzu gibt es Einstellungen des menschlichen Auges bei anderen spektralen Empfindlichkeiten, z. B. Dunkel-Adaptierung, Mondlicht-Adaptierung.

Hellempfindlichkeitsgrad, spektraler

Verhältnis der mit dem hell-adaptierten Auge wahrgenommenen Helligkeit einer Lichtstrahlung mit nur einer jeweils bestimmten Wellenlänge zu der Lichtstrahlung mit der Wellenlänge 555 nm bei gleichen Leistungsdichten dieser zwei Lichtstrahlungen.
Andere Bezeichnung: relative spektrale Hellempfindlichkeit.

Helligkeit

Mittelwert der Leuchtdichte innerhalb des gesamten Blickfeldes bzw. beim Fernsehen: Mittelwert der Bildschirm-Leuchtdichte (gemittelt außer über die Bildschirmfläche auch über eine Zeitspanne in der Größenordnung von Zehntelsekunden).

Helligkeits-Flimmern

Als Störung wahrgenommene Helligkeitsschwankungen, die bei der Bildwiedergabe insbesondere in hellen Stellen auffallen.

Helligkeits-Signal

a) Gleichspannungsanteil des Leuchtdichte-Signals.

b) Ungenaue Bezeichnung des Leuchtdichte-Signals.

Helligkeits-Verstärker

Leuchtdichte-Verstärker.

Hilfsträger

Andere Bezeichnung des Farbträgers.

Hochspannungs-Generator

Aus der Zeilenablenkschaltung gesteuerter, von der Zeilenablenk-Endstufe aber getrennter Block des Farbfernseh-Empfängers. In diesem Block wird die Hochspannung so erzeugt, daß ihr Wert gegenüber Strahlstromschwankungen stabilisiert ist. In Farbfernseh-Empfängern ohne Hochspannungs-Generator entsteht die Hochspannung in der Zeilenablenk-Endstufe und wird mit einer Ballaströhre stabilisiert.

Hochspannungs-Stabilisierung

In Farbfernseh-Empfängern müssen die Einflüsse von Strahlstromschwankungen auf den Wert der Hochspannung weitgehend beseitigt werden, weil andernfalls strahlstromabhängige Geometrie- und Konvergenzfehler auftreten würden. Diese Hochspannungs-Stabilisierung wird entweder mit einem getrennten, stabilisierten Hochspannungs-Generator oder mit einer Ballaströhre vorgenommen.

Imaginärteil des (komplexen) Farbart-Signals

Gegen die Bezugsrichtung um 90° gedrehter Zeiger einer Farbart-Signal-Komponente, Formelzeichen allgemein $\mathrm{Im}F$, Formelzeichen für Übereinstimmung zwischen Bezugsrichtung und $(B-Y)$-Richtung auch $F'_{(R-Y)}$.

I, Q-Koordinatensystem

Beim NTSC-Verfahren für das Farbart-Signal festgelegtes Koordinatensystem.
Die I-Achse ist dem Farbenpaar Cyan—Orange,
die Q-Achse dem Farbenpaar Magenta—Gelbgrün zugeordnet.

I-Richtung

Richtung der positiven I-Achse des I, Q-Koordinatensystems.

I-Signal

Komponente des reduzierten Primär-Farbart-Signals, die dem Farbenpaar Cyan—Orange zugeordnet ist. Die hierzu gehörende Übertragungs-Bandbreite erstreckt sich von Null bis etwa 1,5 MHz.

Jalousie-Effekt

Wahrnehmbarkeit von regelmäßigen Farbverfälschungen (Farbton, Farbsättigungsgrad) in zeitlich aufeinander folgenden Zeilen. Dabei entsteht der Eindruck, als sei vor dem Bildschirm eine Jalousie angeordnet.

Kamm-Spektrum

Spektrum mit Häufungen und Lücken, wobei die Mittelfrequenzen der Häufungen gegeneinander durchweg gleiche Frequenzabstände haben. Sowohl das Spektrum des BAS-Signals wie auch das des Farbart-Signals sind Kammspektren.

Kanten-Effekt

Beim Farb-Fernsehen das Auftreten von Farbrändern bei sprunghaften Änderungen der Leuchtdichte längs der Zeilen.

kennzeichnende Wellenlänge

Siehe: Farbtongleiche Wellenlänge.

Killer

Kurzbezeichnung für Colorkiller (Farbsperre).

Kissen-Entzerrung

Beseitigen der Kissenverzerrung. Beim Farb-Fernsehen sind die Kissenverzerrungen für die drei Farbraster voneinander verschieden. Mit einem gegenseitigen Beeinflussen der Vertikal- und der Horizontal-Ablenkung sowie mit der dynamischen Konvergenz-Korrektur erreicht man auch hierbei eine Kissen-Entzerrung.

Kompatibilität

Beim Farb-Fernsehen: die Möglichkeit, eine Farbfernseh-Sendung auch mit einem Schwarz-Weiß-Fernseh-Empfänger befriedigend wiederzugeben, und nebenbei auch die Möglichkeit, mit einem Farbfernseh-Empfänger Schwarz-Weiß-Sendungen (natürlich nur unbunt) wiederzugeben. Die an zweiter Stelle genannte Möglichkeit wird auch Rekompatibilität genannt.

kompensative Wellenlänge

Kennzeichnung für den Farbton einer Purpurfarbe, da für diese keine farbtongleiche Wellenlänge existiert.

Näheres siehe unter: farbtongleiche Wellenlänge.

Komplementärfarben

a) Farben zweier Lichtstrahlungen, die sich zu einer unbunten Lichtstrahlung ergänzen.

b) Beim Farb-Fernsehen sind die Farben mit den

Farbarten	Cyan	Magenta	Gelb
komplementär zu	Rot	Grün	Blau

komplexes Farbart-Signal

Aus zwei Komponenten bestehendes Farbart-Signal (meistens das durch Quadratur-Modulation gewonnene Farbart-Signal).

Komponenten des Farbart-Signals

Gegeneinander phasenverschobene Anteile des Farbart-Signals F, und zwar

- bei PAL und SECAM die Komponenten $F_{(R-Y)}$ und $F_{(B-Y)}$
- bei NTSC die Komponenten F_I und F_Q

Komponenten des Primär-Farbart-Signals

Die zwei Anteile des Primär-Farbart-Signals, die in Richtung der Farbart-Achsen liegen, und zwar

- bei PAL und SECAM die Farb-Differenzsignale $(U_R - U_Y)$ und $(U_B - U_Y)$
- bei NTSC entweder die Komponenten U_I und U_Q oder
  die Komponenten U_X und U_Z

Konfetti

Bezeichnung für das Auswirken des Farbrauschens auf dem Bildschirm der Farbfernseh-Bildröhre. Dem Konfetti entspricht beim Schwarz-Weiß-Fernsehen der »Schnee«.

konjugiert komplexes Farbart-Signal

Komplexes Farbart-Signal, das im Vergleich zum zeitlich um eine Zeilenperiode vorangehenden Farbart-Signal gegen eine Bezugsphase den entgegengesetzten Phasenwinkel hat. Konjugiert komplexe Farbart-Signale werden beim PAL-Verfahren gesendet und falls keine differentiellen Phasenfehler auftreten, auch empfangen.

Konstant-Leuchtdichte-Übertragung

Farbfernseh-Übertragung, wobei neben dem Leuchtdichte-Signal zusätzlich zwei Komponenten des Primär-Farbart-Signals, z. B. zwei Farb-Differenzsignale übertragen werden.

Konvergenz

In der Farbfernseh-Technik der Ausdruck dafür, daß eine weiß wiederzugebende Bildstelle unter Voraussetzung der dafür richtigen Strahlstrom-Verhältnisse tatsächlich weiß erscheint. In bezug auf die Lochmasken-Farbfernseh-Bildröhre bedeutet dies, daß die mit den drei Elektronenstrahlsystemen erzeugten Bilder zusammenfallen: Farbdeckung.

Konvergenz-Fehler

Abweichungen von der Konvergenz und damit kein Zusammenfallen der den drei Grundfarben zugeordneten Farbauszüge.

Die statischen Konvergenzfehler ergeben sich aufgrund von unvermeidbaren Ungenauigkeiten der Achsrichtungen der Strahlsysteme und auch von zeitlich konstanten Magnetfeldern. Sie können mit Permanentmagneten korrigiert werden. Es handelt sich dabei um die Konvergenz-Korrektur für die Bildschirm-Mitte.

Die dynamischen Konvergenzfehler ergeben sich daraus, daß die drei Strahlsysteme außerhalb der Bildröhren-Achse angeordnet sind, und vor allem deshalb, weil Bildschirm und Lochmaske weit flachere Wölbungen haben als Kugelschalen, deren gemeinsamer Mittelpunkt etwa im Schwerpunkt des Ablenkspulensystems liegt. Diese Konvergenzfehler werden mittels der dynamischen Konvergenz-Korrektur ausgeglichen.

Konvergenz-Korrektur

Das Einstellen der Konvergenz sowohl für die Bildschirmmitte (statische Konvergenzkorrektur) wie auch über den gesamten Bildschirm (dynamische Konvergenzkorrektur).

Konvergenz-System

Bezeichnung für die Gesamtheit der Magnete, mit deren Magnetfeldern die drei Elektronenstrahlen der Farbfernseh-Bildröhre radial und der Elektronen-Strahl des Blau-Systems zusätzlich tangential (lateral) abgelenkt werden können.

Korrekturströme

Ströme in den Konvergenz-Spulen. Dabei handelt es sich um Wechselströme, deren jeder einen Sägezahn-Anteil und einen Parabel-Anteil hat.

Lateral-Magnet

Siehe: Blauschiebe-Magnet.

Laufzeit-Ausgleich

Im Farbfernseh-Empfänger der Ausgleich der im Leuchtdichte-Verstärker gegenüber dem Farbart-Verstärker geringeren Laufzeit mit einer Verzögerungsleitung, die im Leuchtdichte-Verstärker zwischen zwei Verstärkerstufen eingefügt ist.

Laufzeit-Decoder

Vor den Demodulatoren in PAL-Empfängern angeordnete Schaltung, in der die Komponente $F_{(B-Y)}$ und die Komponente $\pm F_{(R-Y)}$ des Farbart-Signals gewonnen werden. Für die Schaltung wird eine Verzögerungsleitung (Laufzeitleitung) benötigt, in der das Farbart-Signal um jeweils eine Zeilenperiode verzögert wird.

Laufzeit-Demodulator

Demodulator für das Farbart-Signal in PAL-Empfängern, in ihm werden vor der eigentlichen Demodulation aus zwei Farbart-Signalen, nämlich dem unmittelbar empfangenen Farbart-Signal und dem um eine Zeilenperiode verzögerten Farbart-Signal die Summe und die Differenz gebildet, wodurch die Komponenten $F_{(B-Y)}$ und $\pm F_{(R-Y)}$ des Farbart-Signals gewonnen werden. Anschließend findet die Demodulation in Synchron-Demodulatoren statt.

Laufzeit-Leitung

Andere Bezeichnung für Verzögerungsleitung.

a) Elektrische Verzögerungsleitung, die z. B. in den Weg des Leuchtdichte-Signals eingefügt wird, um die für die größere Bandbreite dieses Weges sich ergebende kürzere Laufzeit auszugleichen.

b) Verzögerungsleitung, die für das PAL-Verfahren benötigt wird, um das Farbart-Signal um jeweils eine Zeilenperiode zu verzögern.

Leuchtdichte

Beobachtete Lichtquellen-Flächenhelligkeit, nämlich Lichtstärke je Flächeneinheit der scheinbaren Licht-Sendefläche, anders ausgedrückt: Der Hellempfindlichkeit des helladaptierten Auges entsprechend bewertete Strahlungsdichte bezogen auf die Einheit der Senderflächen-Komponente, die senkrecht zu der Blickrichtung des Beschauers steht. Die Einheit der Leuchtdichte ist das Stilb (sb). Ein Stilb stellt die Leuchtdichte einer Fläche mit der scheinbaren Größe von 1 cm² und der Lichtstärke 1 Candela (1 cd) dar.

Beispiele:

Bedeckter Himmel zwischen 10°° und 14°° Uhr	(0,03 ... 0,1) sb
Mond-Oberfläche	0,25 sb
Klarer Himmel	(0,3 ... 0,5) sb
Kerzenflamme	0,7 sb

Leuchtdichte, Prinzip der konstanten

Siehe: Konstant-Leuchtdichte-Übertragung

Leuchtdichte-Signal

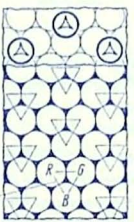
Signal, mit dem lediglich die Leuchtdichte-Verteilung auf dem Bildschirm der Farbfernseh-Bildröhre gesteuert wird. Formelzeichen U_Y. Das Leuchtdichte-Signal ist die Summe von Anteilen der (gamma-korrigierten) Primär-Farbsignale U_R, U_G und U_B

$$U_Y = 0{,}30 \cdot U_R + 0{,}59 \cdot U_G + 0{,}11 \cdot U_B$$

Die Zahlenfaktoren 0,30 sowie 0,59 und 0,11 sind entsprechend den spektralen Hellempfindlichkeitsgraden für die beim Farb-Fernsehen verwendeten Leuchtstoffe gewählt. Die zum Leuchtdichte-Signal gehörende Modulationsfrequenz umfaßt den Bereich (0 ... 5) MHz. Das Leuchtdichte-Signal entspricht dem Bildinhalt-Signal beim Schwarz-Weiß-Fernsehen. Das Leuchtdichte-Signal wird vielfach normiert, d. h. auf einen bestimmten Spannungswert U_N bezogen. Dafür wird die Schreibweise $Y = \frac{U_Y}{U_N}$ verwendet.

Leuchtpunkt-Anordnung

Die Leuchtpunkte, d. h. die Bildschirmpunkte, die mit blau bzw. grün bzw. rot aufleuchtendem Leuchtstoff bedeckt sind, wechseln sich in regelmäßiger Anordnung ab. Jeweils drei Leuchtpunkte (Rot, Grün, Blau) gehören dabei zu einem Loch der Lochmaske (Farbtripel).



Farb-tripel

Ausschnitt aus der Lochmaske in Strahlrichtung gesehen

Ausschnitt aus dem Bildschirm mit Farb-Leuchtstoffpunkten

ein Farbtripel, jeweils einem Loch zugeordnet

Leuchtstoff-Farbarten

Farbarten der Grundfarben beim Farb-Fernsehen mit folgenden Normfarbwert-Anteilen

	Rot	Grün	Blau
x	0,64	0,27	0,15
y	0,34	0,59	0,07

Hierzu gehören die farbtongleichen Wellenlängen: Rot 610 nm, Grün 540 nm, Blau 465 nm.

Leuchtstoff-Wirkungsgrad

Verhältnis von abgegebener Lichtleistung zur aufgenommenen Anregungsleistung (Elektronenstrahl-Leistung). Der Leuchtstoff-Wirkungsgrad für die beim Farb-Fernsehen verwendeten Leuchtstoffe ist unterschiedlich: Bei Grün ist er am größten, bei Rot am kleinsten. Das muß bei der Aussteuerung der Farbfernseh-Bildröhre berücksichtigt werden.

Lichtstrahlung

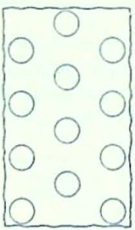
Diejenige elektromagnetische Strahlung, die mit dem menschlichen Gesichtssinn wahrgenommen werden kann. Wellenlänge zwischen (380 ... 780) nm.

Linienspektrum

Spektrum, das ausschließlich Anteile mit diskreten (einzelnen) Frequenzen (mit gegenseitigen Frequenzabständen) enthält.

Lochmaske

In der Lochmasken-Farbfernseh-Bildröhre nahe dem Bildschirm zwischen diesem und den Strahlsystemen eingefügtes Blechsieb mit mehr als 400000 Löchern, deren Fläche zusammen etwa ein Sechstel der Gesamtfläche beträgt.



Lochmasken-Farbfernseh-Bildröhre

Farbfernseh-Bildröhre mit Lochmaske und der ihr entsprechenden Leuchtpunkt-Anordnung. Diese Röhre enthält in geringem Abstand vor dem Bildschirm eine Lochmaske mit etwa 400000 Löchern und außerdem drei Strahlsysteme für die drei Grundfarben Rot, Grün und Blau.

Luminanz

Siehe: Leuchtdichte, Helligkeit.

Luminanz-Signal

Siehe: Leuchtdichte-Signal.

Luminanz-Verstärker

Verstärker für das Leuchtdichte-Signal bzw. für das BAS-Signal.

Luminophor

Andere Bezeichnung für Leuchtstoff, auch Phosphor genannt.

Magenta

In der Farbfernseh-Technik verwendete Bezeichnung für diejenige Purpurfarbe, die zu Grün mit 535 nm komplementär ist. Man kennzeichnet diese Purpurfarbe mit der Wellenlänge — 535 nm. Diese Farbe entsteht durch Addition von Farblichtstrahlungen der Grundfarben Rot und Blau mit gleicher Intensität.

Manchmal werden alle Purpurfarben insgesamt Magentafarben genannt.

Matrix-Schaltung

Schaltung, in der aus zwei oder mehreren Signalen andere Signale gewonnen werden, wobei zwischen den Eingangs-Signalen und Ausgangs-Signalen lineare Beziehungen bestehen. In einer Matrix-Schaltung eines Farbfernseh-Empfängers gewinnt man z. B. aus den Signalen Y, $(R-Y)$ und $(B-Y)$ die Signale R, G und B

Mitnahme-Oszillator

Oszillator, dessen Wechselspannung mit Hilfe einer Steuer-Wechselspannung laufend auf einer Frequenz gehalten wird, die gleich der Frequenz der Steuer-Wechselspannung ist oder aus ihr durch Teilen bzw. Vervielfachen mit einer niedrigen ganzen Zahl hervorgeht.

Beim Neu-PAL-Verfahren der Referenzträger-Oszillator, dessen Frequenz nicht mit einem Quarz stabilisiert ist, sondern dessen Phase von einer aus der Summe und der Differenz der konjugiert komplexen Farbart-Signale abgeleiteten Spannung mitgezogen wird.

Mixed-Highs-Prinzip

Verzicht auf die Farbunterscheidung im Bereich jäher Leuchtdichte-Änderungen bei Farbfernseh-Verfahren. Die Bezeichnung Mixed Highs (gemischte Höhen) folgt daraus, daß das Leuchtdichte-Signal eine Summe von Anteilen der Primär-Farbsignale ist. Für hohe Leuchtdichte-Signal-Frequenzen (Highs) wird nur diese Summe (Mischung) zum Übertragen und für die Wiedergabe ausgenutzt.

Modifikator

Im Neu-PAL-Empfänger der Schaltungsteil, in dem die Bezugsphase (Phase des Mitnahme-Oszillators) ständig so gedreht wird, daß sie mit der Phase einer aus der Summe und der Differenz zweier zeitlich aufeinander folgend empfangener Farbart-Signale gewonnenen Hilfsspannung übereinstimmt. Damit entfallen alle Farbartverfälschungen, die aufgrund von Phasenfehlern bis zu ca. 75° entstehen können, d. h. sowohl Farbton als auch Farbsättigung bleiben unbeeinflußt von solchen Phasenfehlern.

monochromatisches Licht

Lichtstrahlung einer Spektralfarbe. Die Farborte des monochromatischen Lichtes liegen in der Farbart-Tafel auf dem Spektralfarbenzug.

monochromes Bild

a) Allgemein: Bild in nur einer einzigen Farbart.

b) Im besonderen: unbuntes Bild.

Monochrom-Kanal

a) Kanal für ein Primär-Farbsignal.

b) Leuchtdichte-Kanal.

Nanometer (nm)

Im Bereich der Lichtstrahlung übliches Maß für Wellenlänge.

$1\ nm = 10^{-9}\ m \approx 10\ Å$ (Ångström).

Neu-PAL-Verfahren

Siehe: PAL-Neu-Verfahren.

NTSC

Abkürzung von **N**ational **T**elevision **S**ystem **C**omittee (USA).

Offset

Englisches Wort, das »versetzt« oder »verschoben« bedeutet. Offset wird in der Farbfernseh-Technik als Bezeichnung für die gegenseitige Verschiebung der Frequenzabstände zwischen den Mittenfrequenzen der Häufungen in den Spektren des BAS-Signals und des Farbart-Signals benutzt: Halbzeilen-Offset, Viertelzeilen-Offset, Präzisions-Offset.

PAL

Abkürzung von **P**hase **A**lternation **L**ine (Phasenumkehr von Zeile zu Zeile).

PAL-DL-Verfahren

PAL-Verfahren, bei dem im Empfänger eine (Ultraschall-) Verzögerungsleitung (delay line) zur Laufzeit-Decodierung benutzt wird.

Die Auslegung der Buchstaben DL als de Luxe ist irrtümlich entstanden.

PAL-Farbfernseh-Verfahren, allgemein

Abgewandeltes NTSC-Verfahren, bei dem von Zeile zu Zeile die eine der beiden Komponenten des Farbart-Signals im Sender umgepolt und (abgesehen vom PAL-Simple-Verfahren) im Empfänger mittels einer Verzögerungsanordnung aus zwei Farbart-Signalfolgen, die zu zwei zeitlich aufeinander folgenden Zeilen gehören, die Farbwiedergabe der einzelnen Zeilen abgeleitet wird. Damit erreicht man einen sehr weitgehenden Ausgleich von Phasenfehlern, die sich auf dem Übertragungsweg für das Farbart-Signal ergeben können. — Dieses Verfahren wurde von Dr. W. Bruch, Leiter der Grundlagenentwicklung von TELEFUNKEN, entwickelt.

PAL-Neu-Verfahren

PAL-Verfahren, bei dem im Empfänger aus den gemeinsam verarbeiteten beiden Farbart-Signalen zweier zeitlich aufeinander folgender Zeilen (dem unmittelbar empfangenen Farbart-Signal und dem um die Dauer einer Zeilenperiode verzögerten Farbart-Signal)

ein Hilfssignal mit der doppelten Farbträger-Frequenz gewonnen und zum Mitziehen der Farbträger-Phase im Referenz-Oszillator verwendet wird. Hiermit werden die Einflüsse von Phasenfehlern bis zu ca. 75° auf den Farbton ohne Beeinträchtigung der Farbsättigung ausgeschaltet.

PAL-Simple-Verfahren

Einfachstes PAL-Verfahren, bei dem im Empfänger zwar ein PAL-Umschalter, aber keine Ultraschall-Laufzeitleitung vorhanden ist: Die Mittelwertbildung aus den beiden zeitlich aufeinander folgenden, mit einander entgegengesetzten Phasenfehlern behafteten Farbart-Signalen ist dem Beschauer überlassen. Bei größeren Werten des Phasenfehlers ergibt sich ein Jalousie-Effekt.

PAL-Standard-Verfahren

PAL-Verfahren mit einer Ultraschall- Laufzeitleitung im Empfänger und mit Laufzeit-Demodulation. Der Referenz-Oszillator wird hierbei allein mit dem Burst synchronisiert.

Perlschnüre

Vom Farbart-Signal bewirkte Helligkeits-Unterschiede, die auf dem Bildschirm eines Schwarz-Weiß-Fernseh-Empfängers nach Art von geraden Perlschnüren erscheinen.

Phasen-Brücke

Im Farbfernseh-Empfänger, in dem der Farbträger auf der Grundlage des Burst wiederhergestellt werden muß, der Block, in dem aus dem Vergleich zwischen Burstphase und Phase der Spannung des Referenz-Oszillators das Nachstimm-Signal für diesen Oszillator abgeleitet wird.

Phasen-Diskriminator

Andere Bezeichnung für Phasen-Brücke.

Phasen-Fehler

Allgemein: Abweichung eines Phasenwinkels von seinem Sollwert.

Beim Farb-Fernsehen: Abweichung der Phasenverschiebung zwischen der Farbart-Signal-Phase und der Phase des im Empfänger wiedergewonnenen Farbträgers von der Phasenverschiebung zwischen der Farbart-Signal-Phase und der Farbträgerphase im Gesamtsignal des Farbfernseh-Senders.

Man unterscheidet dabei konstante und differentielle Phasen-Fehler.

Phosphor

In der Fernseh-Technik gelegentlich benutzte Bezeichnung für Leuchtstoff.

Phosphor-Koeffizient

Andere Bezeichnung für Leuchtstoff-Wirkungsgrad.

Präzisions-Offset

Beim PAL-Verfahren verwendeter Farbträger-Offset: Wahl der Farbträger-Frequenz gleich dem 283,75fachen der Zeilenfrequenz plus 25 Hz, d. h. Viertelzeilen-Offset mit Versatz um eine Bildperiode.

Primär-Farbart-Signal

Signal, das der zu übertragenden Bildpunkt-Farbart bei einem jeweils bestimmten Wert des Leuchtdichte-Signals unmittelbar zugeordnet ist. Der Betrag des Primär-Farbart-Signals entspricht bei gegebener Leuchtdichte der Farbsättigung, der Phasenwinkel gegen eine Bezugsrichtung dem Farbton. Das Primär-Farbart-Signal ist eine theoretische Größe. Es läßt sich in zwei Komponenten eines Koordinatensystems zerlegen, z. B. in die zwei Farb-Differenzsignale $(U_R - U_Y)$ und $(U_B - U_Y)$.

Primär-Farbartsignal-Komponenten

Das Primär-Farbart-Signal läßt sich stets in zwei Komponenten zerlegen, von denen die wichtigsten die Farb-Differenzsignale $(R-Y)$ und $(B-Y)$ sowie das I-Signal und das Q-Signal sind.

Primär-Farbsignal

Jede einzelne der in der Farbfernseh-Kamera gewonnenen Signal-Spannungen für die Grundfarben Rot, Grün und Blau. Nach entsprechender Verstärkung die je einen Elektronenstrahl-Strom der Dreistrahl-Farbfernseh-Bildröhre steuernde Signalspannung.

purifying

Herstellen der Farbreinheit auf dem Bildschirm der Farbfernseh-Bildröhre.

Purpurlinie

Gerade Verbindungs-Linie der Endpunkte des Spektralfarben-Zuges im Farbdreieck. Auf der Purpur-Linie liegen die Farborte der gesättigten Purpurfarben.

Q-Richtung

Richtung der positiven Q-Achse des I, Q-Koordinatensystems.

Q-Signal

Komponente des Primär-Farbart-Signals, die dem Farbenpaar Magenta-Gelbgrün zugeordnet ist. Die hierzu gehörende Übertragungs-Bandbreite erstreckt sich von Null bis etwa 0,5 MHz.

Quadratur-Fehler

Auftreten von Farbsäumen aufgrund einer einseitigen Bandbeschneidung der Farbart-Signal-Komponenten bei Quadratur-Modulation. Bei einer solchen Bandbeschneidung einer Komponente ergeben sich um 90° phasenverschobene Anteile, die sich jeweils zur anderen Komponente addieren (Farb-Übersprechen). Beim PAL-Verfahren werden diese Quadraturfehler kompensiert, weil die Komponente, bei der die einseitige Bandbeschneidung erfolgt, von Zeile zu Zeile umgepolt wird.

Quadratur-Modulation

Beim NTSC-Verfahren und PAL-Verfahren benutzte Modulation des Farbträgers mit den zwei Komponenten des Primär-Farbart-Signals: Der Farbträger wird in zwei um ein Viertel einer Periode gegeneinander phasenverschobene Anteile aufgegliedert. Bei beiden Verfahren moduliert man jeden dieser Anteile in seiner Amplitude mit je einer der beiden Komponenten derart, daß der Farbträger im Modulationsergebnis unterdrückt ist (Träger-Unterdrückung ist nicht Voraussetzung bei Quadratur-Modulation). Beide Modulations-Ergebnisse werden anschließend addiert. Sie bilden gemeinsam das Farbart-Signal F.

Radial-Magnete

Die Konvergenzmagnete, die radiale Ablenkungen der drei Elektronenstrahlen der Lochmasken-Farbfernseh-Bildröhre ermöglichen.

Realteil des (komplexen) Farbart-Signals

In Bezugsrichtung liegender Zeiger einer Farbart-Signal-Komponente. Formelzeichen allgemein Re F, Formelzeichen für Übereinstimmung zwischen Bezugsrichtung und $(B-Y)$-Richtung auch $F_{(B-Y)}$.

Reduktionsfaktoren

Koeffizienten, mit denen die Farb-Differenzsignale bei Quadratur-Modulation reduziert werden, um das Übersteuern des Senders nicht unzulässig groß werden zu lassen. Das Farbart-Signal ist nämlich im Gesamtsignal, mit dem der Bildträger moduliert wird, dem Leuchtdichte-Signal überlagert. Die Reduktionsfaktoren betragen

für das $(R-Y)$-Farb-Differenzsignal $\quad \frac{1}{1{,}14} \approx 0{,}88$ und

für das $(B-Y)$-Farb-Differenzsignal $\quad \frac{1}{2{,}03} \approx 0{,}49$

reduzierte Farb-Differenzsignale

Mit den Reduktionsfaktoren multiplizierte Farb-Differenzsignale.

Referenz-Oszillator

Oszillator, mit dem im Farbfernseh-Empfänger der Farbträger zurückgewonnen wird. Er ist notwendig für Farbfernseh-Verfahren, bei denen der Farbträger nur als Burst übertragen wird.

Referenzträger

Im Farbfernseh-Empfänger der auf der Grundlage des Bursts als Wechselspannung mit der Bezugsphase (der Referenzphase) wiederhergestellte Farbträger.

Rekompatibilität

Im Rahmen des Farb-Fernsehens: die Möglichkeit, mit einem Farbfernseh-Empfänger Schwarz-Weiß-Fernseh-Sendungen (natürlich in Schwarz-Weiß) wiederzugeben.

RE-Phosphor

Leuchtstoff auf der Basis seltener Erden. RE ist die Abkürzung von rare earth.

Rot-Signal

Primär-Farbsignal, das dem Rotanteil des zu übertragenden Bildpunktes hinsichtlich Farbart und Leuchtdichte entspricht.

Rot-Statik

Statische Konvergenz-Korrektur des den rot aufleuchtenden Leuchtstoffpunkten zugeordneten Elektronenstrahles mit Einstellen des hierzu gehörenden Magneten des Konvergenzsystems.

Rot-Strahl

Elektronenstrahl, der den bei Anregung rot aufleuchtenden Leuchtstoffpunkten zugeordnet ist.

Rot-System

Strahlsystem für den Elektronenstrahl, der den rot aufleuchtenden Punkten des Bildschirms der Farbfernseh-Bildröhre zugeordnet ist.

Sättigung

Beim Farb-Fernsehen: Kurzbezeichnung für Farbsättigungsgrad.

sequentielle Farbfernseh-Verfahren

Farbfernseh-Verfahren, bei denen das Farbart-Signal nicht als Ganzes, sondern in Komponenten nacheinander übertragen wird. Das im Prinzip einfachste sequentielle Verfahren bestünde darin, nacheinander jeweils ein Rotbild, ein Grünbild und ein Blaubild zu übertragen. Sequentiell heißt aufeinander folgend. Das SECAM-Verfahren ist insofern sequentiell, als die beiden Komponenten des Farbart-Signals wechselweise gesendet werden.

Shadow Mask Tube

Lochmasken-Farbfernseh-Bildröhre.

Simple-PAL-Verfahren

Einfachste Variante des PAL-Verfahrens im Empfänger.

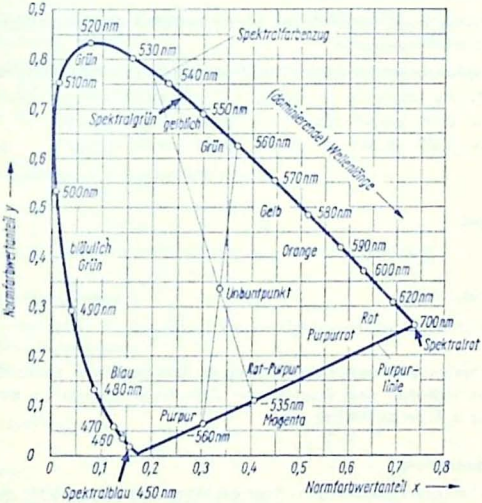
Siehe unter: PAL-Simple-Verfahren.

simultane Farbfernseh-Verfahren

Farbfernseh-Verfahren, bei denen die Komponenten des Farbart-Signals gleichzeitig, d. h. gemeinsam übertragen werden. Hierzu gehören das NTSC-Verfahren und das PAL-Verfahren. Simultan heißt gleichzeitig.

Spektralfarbenzug

In der Farbart-Tafel die Linie, auf der die Farborte aller Spektralfarbarten liegen und deren Endpunkte mit den Endpunkten der Purpurlinie zusammenfallen.



Spektralverkämmung

Andere Bezeichnung für Frequenzverkämmung (Bandverschachtelung).

Synchron-Demodulator

Demodulator für ein Hf-Signal mit unterdrücktem Träger, wobei diesem Signal vor der eigentlichen Demodulation der Träger nicht nur synchron, sondern auch in der richtigen Phasenlage zugefügt wird.

systematische Deckungsfehler

Deckungsfehler, die sich bei Dreistrahl-Farbfernseh-Bildröhren ergeben, weil die drei Strahlsysteme rings um die Mittelachse der Bildröhre bzw. nebeneinander angeordnet sind.

systematische Konvergenzfehler

Andere Bezeichnung für systematische Deckungsfehler.

Transcoder

Beim Farb-Fernsehen: Einrichtung mit der das zu einem Farbfernseh-Verfahren gehörende Gesamtsignal in ein zu einem anderen Farbfernseh-Verfahren gehörendes Gesamtsignal umgesetzt wird.

transformierte Farb-Differenzsignale

a) Auf den Farbträger aufmodulierte und hiermit bezüglich des Frequenzbandes transformierte Farb-Differenzsignale.

b) Auf das I, Q-Achsensystem transformierte (reduzierte) Farb-Differenzsignale $(R-Y)$ und $(B-Y)$:

$$I = 0{,}877 \cdot \cos 33^\circ \cdot (R-Y) - 0{,}493 \cdot \sin 33^\circ \cdot (B-Y)$$
$$Q = 0{,}877 \cdot \sin 33^\circ \cdot (R-Y) + 0{,}493 \cdot \cos 33^\circ \cdot (B-Y)$$

Tripel

Siehe: Farbtripel.

Triplet

Siehe: Farbtripel.

Versatz

Beim Farb-Fernsehen: gegenseitige Verschiebung der Kammspektren, zusätzlich zu einem ungradzahligen Vielfachen eines Bruchteils der Zeilenfrequenz noch um einen kleinen Frequenzbetrag (z. B. um die Bildfrequenz).

Verzögerungs-Leitung

a) Elektrische Verzögerungs-Leitung im Zuge des Weges des Y-Signals für den Laufzeit-Ausgleich, der notwendig ist, weil das Farbart-Signal in seinem für geringere Bandbreite ausgelegten Weg eine längere Laufzeit hat als das Leuchtdichte-Signal.

b) Verzögerungsleitung, die in den nach dem PAL-Verfahren arbeitenden Empfängern benötigt wird, um das Farbart-Signal um eine volle Zeilenperiode zu verzögern. Diese Verzögerungs-Leitung besteht z. B. aus einer Ultraschall-Glas-Verzögerungsleitung und einer LC-Leitung zum Feinabgleich.

Anderer Ausdruck: Laufzeit-Le tung.

Viertelzeilen-Offset

Verschiebung der Farbträger-Frequenz und damit der Häufungen im Spektrum des Farbart-Signals gegenüber den Häufungen im Spektrum des BAS-Signals um ein Viertel der Zeilenfrequenz.

Weiß-Abgleich

Grau-Abgleich mit den Maximalwerten der Signale.

Weiß-Balance

Ergebnis des Weiß-Abgleichs.

Weiß-Punkt

a) Punkt, der als Farbort in der Farbart-Tafel die als Unbunt zu bezeichnende Farbart bedeutet.

b) Punkt, der für technische Zwecke in der Farbart-Tafel eine von Unbunt nur wenig verschiedene Farbart festlegt.

Für die Weiß-Punkte des Farb-Fernsehens wurden folgende Farbkoordinaten festgelegt:

$x = 0{,}31 \quad y = 0{,}316$ (NTSC) sowie $x = 0{,}281 \quad y = 0{,}311$.

X-Richtung

Richtung des positiven X, Z-Koordinatensystems.

X-Signal

Abkürzung für Komponente des Primär-Farbart-Signals in X-Richtung.

X, Z-Koordinatensystem

Beim NTSC-Verfahren im Empfänger bei der Demodulation des Farbart-Signals verwendetes Koordinaten-System.

Y-Signal

Siehe: Leuchtdichte-Signal.

Y-Verstärker

Verstärker für das Leuchtdichte-Signal (Y-Signal).

Zeilen-Synchronisier-Signal für das NTSC- und PAL-Verfahren

Gegen das Zeilen-Synchronisier-Signal des Schwarz-Weiß-Fernsehens unter Umständen etwas verkürztes und mit dem Burst auf der hinteren Austastschulter ergänztes Zeilen-Synchronisier-Signal.

Z-Richtung

Richtung der positiven Z-Achse des X, Z-Koordinatensystems.

Z-Signal

Abkürzung für Komponente des Primär-Farbart-Signals in Z-Richtung.

Doppeltriode ECC 8100 im Antennenverstärker

Die ECC 8100 ist eine steile, rauscharme Doppeltriode, deren System I einen Neutrodenschirm enthält, womit die Gitter-Anodenkapazität klein (0,45 pF) wird. Sie ist deshalb besonders geeignet für Anwendungen als Hf-Verstärker in Cascode-Schaltung.

Die Röhre zeichnet sich weiterhin aus durch

- lange Lebensdauer,
- große Zuverlässigkeit,
- enge Toleranzen,
- hohe Stoß- und Vibrationsfestigkeit,
- zwischenschichtfreie Spezialkathode.

Dieser Beitrag beschreibt die Anwendung der ECC 8100 in zwei Ausführungsformen von VHF-Antennenverstärkern, und zwar eines Einkanal-Antennenverstärkers für Kanal 8 und eines Breitband-Antennenverstärkers für den Fernsehbereich III (174 ... 223 MHz).

Antennenverstärker für Kanal 8

Das **Bild 1** zeigt den Schaltplan dieses Verstärkers. Zur Einstellung der Arbeitspunkte beider Triodensysteme ist der Spannungsteiler R_1, R_2, R_3 sowie der Kathodenwiderstand R_4 vorgesehen. Durch diesen Spannungsteiler liegt eine positive Gleichspannung am Steuergitter von System I gegen Masse. Bei einem entsprechend großen Wert von R_4 ergibt sich die erforderliche negative Gittervorspannung. Mit dieser Schaltung ist eine gute **Arbeitspunkt-Stabilisierung** gegeben, die bei der hohen Steilheit der Röhre wünschenswert ist (siehe TELEFUNKEN-Laborbuch Band II, Seite 132). Der Spannungsteiler R_1, R_2, R_3 legt außerdem die Gittervorspannung für das System II fest, so wie es bei Cascode-Schaltungen, bei denen die Systeme gleichstrommäßig in Serie liegen, üblich ist.

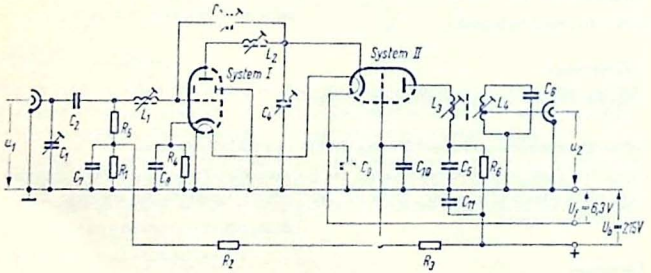


Bild 1

Die Eingangsanpassung wird durch ein π-Glied, bestehend aus dem Trimmer C_1, der Induktivität L_1 und der Eingangskapazität der Röhre einschließlich Schalt- und Fassungskapazität eingestellt. Der Kondensator C_2 dient lediglich zur Gleichstrom-Trennung.

Die Anpassung zwischen dem in Kathodenbasis-Schaltung betriebenen System I und dem in Gitterbasisschaltung betriebenen System II erfolgt über einen π-Kreis, der von der Ausgangskapazität des Systems I mit Schalt- und Fassungskapazität, der Induktivität L_2 und der Parallelschaltung aus Eingangskapazität von System II und den dazu gehörenden Kapazitäten sowie dem Trimmer C_4 gebildet wird.
Neutralisiert wird nur das erste System der Cascode-Schaltung, und zwar mit Hilfe des Trimmers C_3, der zwischen der Kathode von System II und dem Steuergitter von System I liegt, wodurch die zur Neutralisation erforderliche Phasendrehung erreicht wird.
Die Ausgangsanpassung wird über ein Bandfilter (L_3, L_4) vorgenommen, dessen Sekundärkreis-Spule angezapft ist.
Mit einem nach Bild 1 aufgebauten Verstärker wurden bei eingangs- und ausgangsseitiger Anpassung auf 60 Ω für eine Empfangsfrequenz $f = 200$ MHz und eine Bandbreite $B = 12$ MHz folgende Werte erreicht:

Verstärkung	$V = 27$ dB
Rauschzahl	$F = 2{,}9$
Rückwärtsdämpfung	$a_r = 20 \cdot \lg \frac{u_2}{u_1} = 40$ dB
Ausgangsspannung für 30 dB Intermodulationsabstand	$u_2 = 3$ V

Breitband-Antennenverstärker für den Fernsehbereich III

Das Schaltbild dieses Verstärkers zeigt **Bild 2.** Die Einstellung der Arbeitspunkte beider Triodensysteme erfolgt wie bei der Schaltung nach Bild 1 durch den Spannungsteiler R_1, R_2, R_3 sowie durch den Kathodenwiderstand R_4, wodurch eine gute Arbeitspunktstabili-

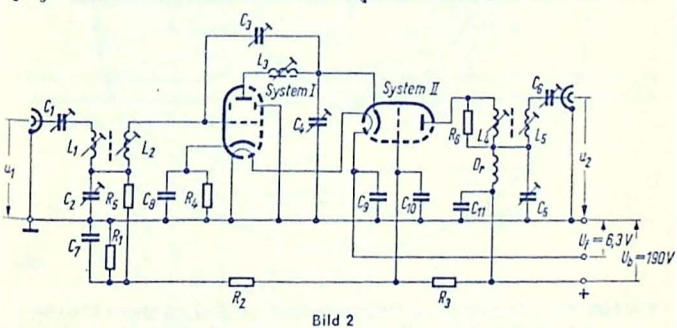


Bild 2

sierung erreicht wird. Zum Einstellen der Eingangsanpassung dient ein unsymmetrisches Bandfilter mit Fußpunktkopplung (über C_2) sowie der mit der Primärkreis-Spule L_1 in Serie liegende Trimmer C_1.
Die Anpassung zwischen dem ersten und dem zweiten Triodensystem erfolgt wie in der Schaltung nach Bild 1 über einen π-Kreis, der von der Ausgangskapazität des Systems I,

der Induktivität L_3, sowie der Parallelschaltung aus Eingangskapazität des Systems II und Trimmer C_4 gebildet wird.
Neutralisiert wird nur das System I der Cascode-Schaltung, und zwar entsprechend Bild 2 mit dem Trimmer C_3.
Die Ausgangsanpassung wird durch ein unsymmetrisches Bandfilter mit Fußpunktkopplung sowie mit dem der Sekundärkreis-Spule L_5 in Serie liegenden Trimmer C_6 eingestellt. Der Primärkreis des Ausgangs-Bandfilters ist dabei zum Einstellen der gewünschten Bandbreite mit dem Widerstand R_6 bedämpft.
Mit einem nach Bild 2 aufgebauten Antennenverstärker wurden die Meßergebnisse erreicht, die in den folgenden Bildern dargestellt sind.
Außerdem wurde bei einem Abschlußwiderstand von 60 Ω eine Ausgangsspannung $u_a = 0{,}45$ V für einen Intermodulations-Abstand von 60 dB gemessen.

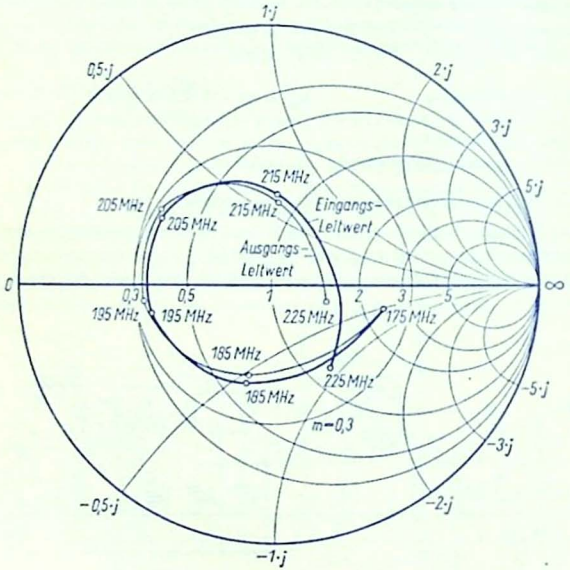


Bild 3

Bild 3 gibt den Verlauf der auf den Wellenwiderstand $Z = 60\ \Omega$ bezogenen Eingangs- und Ausgangsleitwerte als Funktion der Frequenz, eingetragen in das Smith-Diagramm, wieder. Aus diesem Bild ist zu erkennen, daß sich über den gesamten Frequenzbereich ein Anpassungsfaktor $m \geqq 0{,}3$ ergibt.
Bild 4 zeigt die Verstärkung $V_{p\ddot{u}}$ in Abhängigkeit von der Frequenz. Es handelt sich dabei um die Übertragungs-Leistungsverstärkung, die sich ergibt als Verhältnis der Leistung, die der Verstärker an den Abschlußwiderstand von 60 Ω abgibt, zu der Leistung, die die

Signalquelle (Ausgangswiderstand $R_{out} = 60\ \Omega$) an einen 60 Ω-Widerstand abgeben würde.

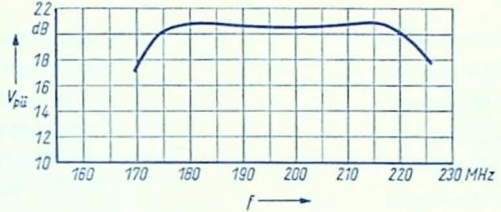


Bild 4

Nach Bild 4 beträgt $V_{pü} = 19{,}8$ dB bei $f = 174$ MHz, $V_{pü} = 20{,}4$ dB bei $f = 200$ MHz und $V_{pü} = 19{,}4$ dB bei $f = 223$ MHz.

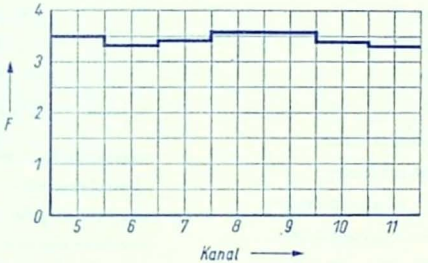


Bild 5

In **Bild 5** ist die Rauschzahl als Funktion der Kanalzahl aufgetragen. Die Rauschzahl wurde jeweils für die Kanal-Mittenfrequenz bei einer Bandbreite von $B = 6$ MHz gemessen. Über den ganzen Bereich III ist $F \leq 3{,}6$.

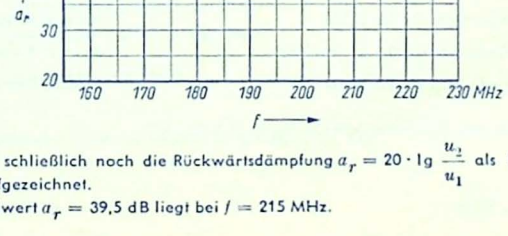


Bild 6

In **Bild 6** ist schließlich noch die Rückwärtsdämpfung $a_r = 20 \cdot \lg \frac{u_2}{u_1}$ als Funktion der Frequenz aufgezeichnet.

Der Minimalwert $a_r = 39{,}5$ dB liegt bei $f = 215$ MHz.

Schaltteilliste zu Bild 1

Widerstände

R_1	Schichtwiderstand	10 kΩ
R_2	Schichtwiderstand	100 kΩ
R_3	Schichtwiderstand	100 kΩ
R_4	Schichtwiderstand	390 Ω
R_5	Schichtwiderstand	50 kΩ
R_6	Schichtwiderstand	1 kΩ

Kondensatoren

C_1	Trimmer	(10 .. 40) pF
C_2	Keramikkondensator	470 pF
C_3	Trimmer	(0,5 ... 2,5) pF
C_4	Trimmer	(3 ... 10) pF
C_5	Keramikkondensator	470 pF
C_6	Keramikkondensator	6 pF
C_7	Durchführungskondensator	1 nF
C_8	Durchführungskondensator	1 nF
C_9	Durchführungskondensator	1 nF
C_{10}	Durchführungskondensator	1 nF
C_{11}	Durchführungskondensator	1 nF

Spulen Kernmaterial FR I, Kernlänge 13 mm

L_1	2 Windungen Cu 0,5 ø versilbert	Kern ø 6 mm
L_2	4 Windungen Cu 0,2 ø LSS	Kern ø 4 mm
L_3	4 Windungen Cu 0,5 ø versilbert	Kern ø 6 mm
L_4	4 Windungen Cu 0,5 ø versilbert	Kern ø 6 mm

Kerne und Spulenbauteile der Fa. Vogt & Co. KG

Röhre ECC 8100

Schaltteilliste zu Bild 2

Widerstände

R_1	Schichtwiderstand	10 kΩ
R_2	Schichtwiderstand	100 kΩ
R_3	Schichtwiderstand	100 kΩ
R_4	Schichtwiderstand	390 Ω
R_5	Schichtwiderstand	50 kΩ
R_6	Schichtwiderstand	5 kΩ

Kondensatoren

C_1	Trimmer	(2 ... 6) pF
C_2	Trimmer	(4 ... 20) pF
C_3	Trimmer	(2 ... 6) pF
C_4	Trimmer	(6 ... 25) pF
C_5	Trimmer	(10 ... 40) pF
C_6	Trimmer	(2 ... 6) pF
C_7	Durchführungskondensator	1 nF
C_8	Durchführungskondensator	1 nF
C_9	Durchführungskondensator	1 nF
C_{10}	Durchführungskondensator	1 nF
C_{11}	Durchführungskondensator	1 nF

Spulen Kernmaterial FR I, Kernlänge 13 mm, Kern ø 5 mm

L_1	4,5 Windungen Cu 0,5 ø versilbert
L_2	3 Windungen Cu 0,5 ø versilbert
L_3	4 Windungen Cu 0,5 ø versilbert
L_4	4 Windungen Cu 0,5 ø versilbert
L_5	3,5 Windungen Cu 0,5 ø versilbert
Dr	$\frac{\lambda}{4}$ - Drossel für 200 MHz

Kerne und Spulenbauteile der Fa. Vogt & Co. KG

Röhre ECC 8100

VHF-Antennenverstärker mit ECC 2000

Vorbemerkung

In diesem Beitrag werden die Schaltungen eines Einkanal-Verstärkers, abstimmbar auf jeweils einen der Kanäle des Fernsehbereiches III, und eines Breitband-Verstärkers für den gesamten Fernsehbereich III (174 MHz ... 223 MHz) beschrieben.

Die Röhre

Die ECC 2000 ist eine Spezialröhre mit zwei Triodensystemen. Das für die Kathodenbasisstufe einer Cascode-Schaltung zu verwendende System dieser Doppelröhre hat einen Neutrodenschirm mit gesondertem Sockelanschluß. Der ermöglicht es, den Neutrodenschirm getrennt auszunutzen. Von dieser Möglichkeit macht man in dem hier beschriebenen VHF-Kanalverstärker für die Neutralisation Gebrauch. Man benötigt dazu nur eine sehr einfach herzustellende und bequem einstellbare Spule in der Leitung zwischen Neutrodenschirm und Masse.

Die Schaltung des VHF-Kanalverstärkers

Bild 1 zeigt den Schaltplan. Sowohl am Eingang der Schaltung wie auch zwischen beiden Stufen liegt je eine Π-Schaltung. Am Ausgang ist ein Bandfilter eingefügt, das im wesentlichen die Bandbreite des Verstärkers bestimmt.

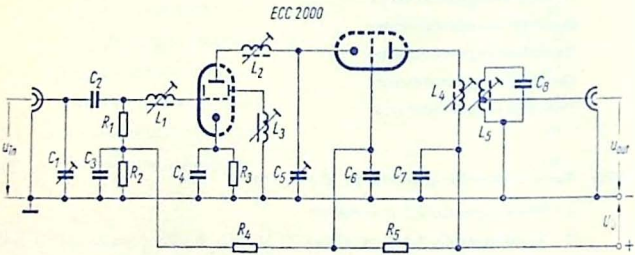


Bild 1

Die Eingangs-Π-Schaltung besteht aus C_1 sowie aus dem mit C_2 und L_1 gegebenen Längsglied und aus der Eingangskapazität des ersten Röhrensystems, einschließlich Schaltkapazität und Fassungskapazität. Die Anpassung des Verstärker-Eingangs an die Antennen-Niederführung wird mittels des Trimmers C_1 und der Spule L_1 vorgenommen.

Die Π-Schaltung zwischen den beiden Stufen besteht aus der Ausgangskapazität des ersten Röhrensystems mit Schalt- und Fassungskapazität, der Spule L_2 sowie der Parallelschaltung von C_5 und der Eingangskapazität des zweiten Röhrensystems und den damit zusammenhängenden Kapazitäten.

Die Spule L_5 des Bandfilter-Ausgangskreises ist zwecks Anpassung an die weitergehende Leitung angezapft.

Die Kapazität des Kondensators C_6, der zum Abblocken des Gitters der Gitterbasisstufe dient, wurde so bemessen, daß sich mit der Gitterzuleitungs-Induktivität Serienresonanz für etwa 200 MHz ergibt.

Die Neutralisation

Mit der Neutralisation setzt man die Rückwirkung der Ausgangsspannung u_{out} auf den Eingang soweit herab, daß die von u_{out} bewirkte Eingangsspannung u_{in} auf einen nicht mehr störenden Wert vermindert wird. Die dann noch bestehende Rückwirkung kennzeichnet man mit dem Rückwirkungs-Dämpfungsmaß a_r

Dieses ist gegeben mit

$$a_r = 20 \cdot \lg \frac{u_{out}}{u_{in}}$$

Bild 2 veranschaulicht die Schaltung, aus der die Neutralisationsschaltung abgeleitet werden soll. Zwischen der Anode der betriebsmäßig gespeisten Röhre und der Masse liegt eine Hf-Quelle. Deren Klemmenspannung u_{aM} hat die Frequenz, für die die Schaltung zu neutralisieren ist. Neutralisieren bedeutet das Unterdrücken einer von u_{aM} herrührenden Spannung u_{gk} zwischen Gitter und Masse. Neutralisiert wird, wie üblich, durch Abgleich einer Brückenschaltung. In dieser stellt die Strecke, an der die Spannung zu Null werden soll, den Brückenzweig dar oder bildet in diesem Zweig einen Teil einer Reihenschaltung.

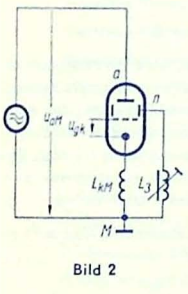


Bild 2

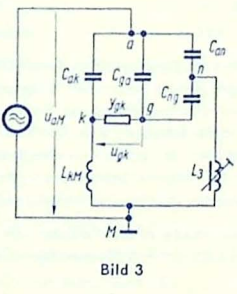


Bild 3

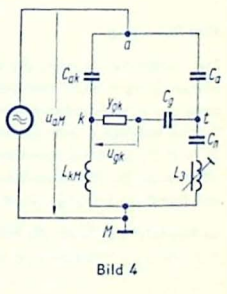


Bild 4

Bild 3 zeigt die Ersatzschaltung für die Neutralisation. Darin sind die einzelnen Kapazitäten sowie die zwischen Gitter und Kathode der Röhre auftretende Eingangs-Admittanz y_{gk} eingetragen. Die mit c_{ga}, c_{an} und c_{ng} gegebene Dreieckschaltung kann in eine gleichwertige Sternschaltung mit den Kapazitäten c_g, c_a und c_n umgerechnet werden. Die Röhrenkapazitäten sind:

$$c_{ga} \approx 0{,}45 \text{ pF} \qquad c_{an} \approx 3{,}3 \text{ pF} \qquad c_{ng} \approx 1{,}5 \text{ pF}$$

Hieraus folgen:

$$c_a = c_{ga} + c_{an} + \frac{c_{ga} \cdot c_{an}}{c_{ng}} \approx 4{,}7 \text{ pF}$$

$$c_g = c_{ga} + c_{ng} + \frac{c_{ga} \cdot c_{ng}}{c_{an}} \approx 2{,}2 \text{ pF}$$

$$c_n = c_{ng} + c_{an} + \frac{c_{ng} \cdot c_{an}}{c_{ga}} \approx 15{,}8 \text{ pF}$$

Hiermit wird aus der Ersatzschaltung nach Bild 3 die Ersatzschaltung nach **Bild 4**, d. h. eine Brückenschaltung, in der der Brückenzweig aus der Reihenschaltung von c_g mit y_{gk} besteht. Die Spannung an diesem Brückenzweig und mit ihr auch die Spannung u_{gk} werden zu Null, wenn die Bedingung

$$\frac{u_{kM}}{u_{ak}} = \frac{u_{tM}}{u_{at}}$$

mit dem Einstellen von L_3 erfüllt ist. Falls die Brückenschaltung nicht ganz exakt abgeglichen ist, entfällt auf die Eingangs-Admittanz y_{gk} der Röhre nicht die volle Brückenzweigspannung. Diese teilt sich vielmehr auf c_g und y_{gk} auf, wofür es günstig ist, daß c_g einen recht geringen Wert hat (2,2 pF, wie oben berechnet).

Stabilisierung

Der Anoden-Gleichstrom, der die zwei Röhrensysteme durchfließt, wird mit Hilfe positiver Vorspannungen der Gitter beider Systeme gegen den Minuspol der Anoden-Speisespannung und eines entsprechend vergrößerten Wertes des Kathodenwiderstandes des ersten Systems stabilisiert. Dazu gehört in der Schaltung nach Bild 1 der aus den Widerständen R_2, R_4 und R_5 gebildete Spannungsteiler, der an der Anoden-Speisespannung U_b liegt. Der Widerstand R_1 führt dem Gitter des Kathodenbasis-Röhrensystems die Vorspannung so zu, daß damit die Eingangs-Admittanz des Verstärkers nicht nennenswert erhöht wird.

Es empfiehlt sich, auch die Heizspannung zu stabilisieren: Die Lebensdauer-Garantie gilt nur, wenn die Heizspannung auf 6,3 V · (1 ± 0,05) gehalten wird.

Meßwerte aufgrund der Schaltung nach Bild 1

Mit 60 Ω-Abschluß am Eingang und Ausgang sowie mit Einstellung der Bandbreite auf 8 MHz und einer Anodenspeisespannung $U_b = 200$ V ergaben sich folgende Meßwerte:

Übertragungs-Leistungsverstärkungsmaß	$V_{p\ddot{u}} = 29$ dB
Rückwirkungs-Dämpfungsmaß	$a_r = 47$ dB

Rauschzahl bei Leistungsanpassung	F_p	= 4,8
Rauschzahl bei Rauschanpassung	F_r	= 2,9
Ausgangsspannung für 30 dB Intermodulations-Abstand	u_{out}	= 3 V

Schaltteilliste zu Bild 1

Widerstände

R_1	Schichtwiderstand	56 kΩ	0,25 W
R_2	Schichtwiderstand	18 kΩ	0,25 W
R_3	Schichtwiderstand	680 Ω	0,25 W
R_4	Schichtwiderstand	100 kΩ	0,25 W
R_5	Schichtwiderstand	100 kΩ	0,25 W

Kondensatoren

C_1	Keramik-Trimmer	(10 ... 40) pF
C_2	Keramik-Kondensator	470 pF
C_3	Scheiben-Kondensator	1 nF
C_4	Scheiben-Kondensator	1 nF
C_5	Keramik-Trimmer	(10 ... 40) pF
C_6	Keramik-Kondensator	120 pF
C_7	Scheiben-Kondensator	1 nF
C_8	Keramik-Kondensator	6 pF

Spulen

L_1	2 Windungen 0,8 Cu versilbert, Kern FR I	6 mm × 13 mm
L_2	3 Windungen 0,8 Cu versilbert, Kern FR I	5 mm × 13 mm
L_3	2 Windungen 0,8 Cu versilbert, Kern Messing	5 mm × 13 mm
L_4	4 Windungen 0,8 Cu versilbert, Kern FR I	6 mm × 13 mm
L_5	4 Windungen 0,8 Cu versilbert, Kern FR I	6 mm × 13 mm

Kerne und Spulenbauteile der Firma Vogt & Co. KG

Röhre

$Rö$	Röhre ECC 2000

Die Schaltung des VHF-Breitbandverstärkers

Bild 5 zeigt den Schaltplan. Sowohl am Eingang wie am Ausgang der Cascode-Schaltung werden hier Bandfilter mit kapazitiver Fußpunktkopplung (C_2 bzw. C_9) verwendet. Als Kapazitäten der Bandfilter-Kreise wirken einerseits die Kapazitäten der Kopplungskondensatoren C_1 und C_{10} sowie anderseits die Schaltkapazitäten bzw. die Fassungskapazitäten und die Röhrenkapazitäten zusammen mit den Kondensatoren C_2 bzw. C_9.

Der Widerstand R_6 dämpft den Eingangskreis des Ausgangs-Bandfilters so, daß damit die erforderliche Bandbreite bzw. Ausgangsanpassung erreicht wird.

Zwischen den beiden Röhrensystemen liegt eine Π-Schaltung mit der Ausgangs-Kapazität des ersten Röhrensystems einschließlich Fassungs- und Schaltkapazität, der Spule L_3 als Längsglied sowie die Parallelschaltung von C_6 mit der Eingangskapazität des zweiten Röhrensystems nebst Schalt- und Fassungskapazität.

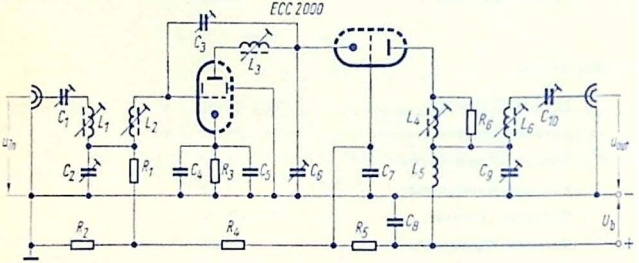


Bild 5

Die Ausgangs- und Eingangs-Admittanzen werden mit den Trimmern C_1 bzw. C_{10} eingestellt, wobei an den Trimmern C_1 und C_2 sowie an L_2 bzw. an den Trimmern C_{10} und C_9 sowie an L_6 wechselweise nachzustimmen ist.

Zum Neutralisieren dient der Trimmer C_3, der zwischen dem Gitter des ersten Röhrensystems und der Kathode des zweiten Röhrensystems liegt.

Der Anodenstrom der Röhre wird in dieser Schaltung ebenso stabilisiert, wie in der Schaltung nach Bild 1. Die Widerstände R_1 R_2 R_4 R_5 entsprechen sich dabei.

Die Kondensatoren C_4 und C_5 sind zum Verkleinern der Kathoden-Zuleitungsinduktivität an je einen Kathoden-Anschluß des ersten Systems gelegt.

Meßwerte aufgrund der Schaltung nach Bild 5

Mit 60Ω-Abschluß am Eingang und Ausgang und einer Anoden-Speisespannung von 200 V ergaben sich folgende Meßwerte:

Eingangs- und Ausgangs-Admittanz y_{in} und y_{out} siehe **Bild 6**		
Bandbreite (3 dB Verstärkungsabfall)	B	= 172 MHz ... 228 MHz
Übertragungs-Leistungsverstärkung	$V_{p\ddot{u}}$	= 19 dB
Rauschzahl	F	= 3,5 ... 4,3
Ausgangsspannung für 60 dB Intermodulations-Abstand	u_{out}	= 0,435 V

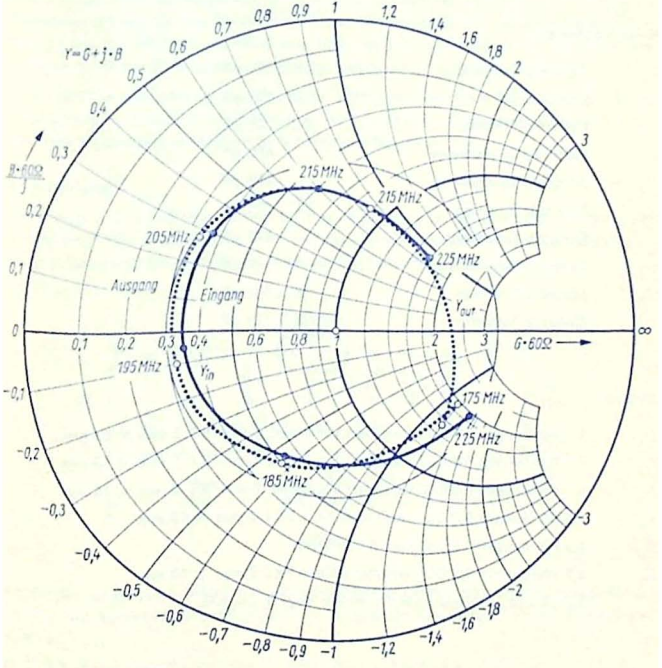


Bild 6

Schaltteilliste zu Bild 5

Widerstände

R_1	Schichtwiderstand	51 kΩ	0,25 W
R_2	Schichtwiderstand	18 kΩ	0,25 W
R_3	Schichtwiderstand	680 Ω	0,25 W
R_4	Schichtwiderstand	100 kΩ	0,25 W
R_5	Schichtwiderstand	100 kΩ	0,25 W
R_6	Schichtwiderstand	5,1 kΩ	0,25 W

Kondensatoren

C_1	Keramik-Trimmer	(1,5 ... 12) pF
C_2	Keramik-Trimmer	(6 ... 25) pF
C_3	Keramik-Trimmer	(0,5 ... 5) pF
C_4	Keramik-Kondensator	470 pF
C_5	Keramik-Kondensator	470 pF
C_6	Keramik-Trimmer	(4 ... 20) pF
C_7	Keramik-Kondensator	470 pF
C_8	Keramik-Kondensator	1 nF
C_9	Keramik-Trimmer	(6 ... 25) pF
C_{10}	Keramik-Trimmer	(1,5 ... 12) pF

Spulen

L_1	4 Windungen 0,8 CuS versilbert 1 × Seide, Kern FR I 5 mm × 13 mm
L_2	2,5 Windungen 0,8 CuS versilbert 1 × Seide, Kern FR I 5 mm × 13 mm
L_3	4 Windungen 0,8 CuS versilbert 1 × Seide, Kern FR I 5 mm × 13 mm
L_4	4,5 Windungen 0,8 CuS versilbert, Kern FR I 5 mm × 13 mm
L_5	4,5 Windungen 0,8 CuLS auf 5 mm Dorn
L_6	3,5 Windungen 0,8 CuS versilbert, Kern FR I 5 mm × 13 mm
	Kerne und Spulenbauteile der Firma Vogt & Co. KG.

Röhre

$Rö$	Röhre ECC 2000

VHF-Breitbandverstärker mit der Leistungs-Triode EC 8020

Vorbemerkung

Es handelt sich hier um einen Breitbandverstärker, ausgelegt für 195 MHz ... 223 MHz bei 1 dB Verstärkungs-Abfall an den Grenzen dieses Frequenzbereichs. Für Breitband-Antennenverstärker wird ein Intermodulations-Abstand von 60 dB gefordert. Diese Forderung begrenzt die Aussteuerung und damit die Ausgangsspannung. Mit dem hier beschriebenen Verstärker kann bei einem Intermodulationsabstand von 60 dB eine Ausgangsspannung von 1,4 V an 60 Ω erreicht werden.

Die Röhre EC 8020

Die EC 8020, eine Leistungs-Triode in Allglas-Ausführung, wurde zum Verwenden in Gitterbasisschaltung für die Bereiche I, III und IV entwickelt. Sie hat die gleiche Sockelschaltung wie die UHF-Triode 8255. Das Gitter ist demnach fünffach herausgeführt. Deshalb kann die Gitter-Zuleitungsinduktivität besonders klein gehalten werden.

Die EC 8020 ist besonders gut geeignet für VHF-Breitbandverstärker, zumal die Gitterbasisschaltung in diesem Frequenzbereich Neutralisations-Maßnahmen erübrigt und bezüglich der Eingangsanpassung keine Schwierigkeiten macht.

Die Schaltung

Bild 1 zeigt den Schaltplan. Darin ist eine Stabilisierung des Kathoden-Gleichstromes berücksichtigt. Die Kapazität C_7 wird aus fünf Einzelkondensatoren gebildet, die einzeln zwischen Masse und die fünf Gitteranschlüsse der Röhre eingefügt sind.

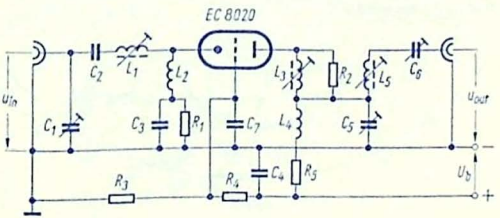


Bild 1

Den Verstärker-Eingang bildet eine Breitband-Π-Schaltung, deren röhrenseitige Kapazität c_{in} die Röhren-Eingangskapazität einschließlich Schaltkapazität und Fassungskapazität ist.

Die Π-Schaltung besteht somit aus C_1 sowie dem Längsglied $C_2 + L_1$ und c_{in}. Die Verstärker-Eingangs-Admittanz wird mit Hilfe des Trimmers C_1 und der Induktivität L eingestellt.

Am Ausgang des Verstärkers befindet sich ein Bandfilter mit kapazitiver Fußpunktkopplung (C_5). Die Ausgangs-Admittanz wird mit dem Trimmer C_6 eingestellt. Dabei ist es notwendig, an C_5 und L_5 nachzustimmen.

Stabilisierung

Die Anoden-Verlustleistung von 8 W und der Kathodenstrom von 70 mA sind absolute Grenzwerte. Deshalb dürfen diese Werte unter keinen Umständen überschritten werden. Exemplarstreuungen und Einzelteil-Toleranzen müssen also sorgfältig berücksichtigt werden. Es ist zweckmäßig, einen Kathodenwiderstand (R_1 in Bild 1) mit erhöhtem Wert und das hierzu gehörende Abgreifen der Gitter-Vorspannung an einem an der Speisespannung liegenden Spannungsteiler ($R_3 + R_1$ in Bild 1) vorzusehen. Die Speisespannung muß stabilisiert sein. Bei der vorgeschlagenen Bemessung der Schaltung darf die Speisespannung den Wert $U_b = 125$ V um höchstens 5% überschreiten.

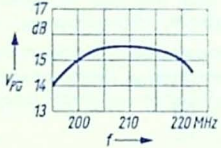


Bild 2

Im übrigen ist ein Stabilisieren der Heizspannung zu empfehlen. Die Garantie für die Lebensdauer der Röhre gilt nämlich nur dann, wenn die Heizspannung in den Grenzen 6,3 V · (1 ± 0,05) gehalten wird.

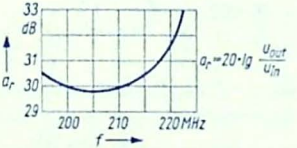


Bild 3

Meßwerte für $U_b = 125$ V:

In den **Bildern 2** und 3 sind für beidseitigen Abschluß mit 60 Ω
das Übertragungs-Leistungsverstärkungsmaß $V_{p\ddot{u}}$ und
das Rückwärts-Dämpfungsmaß

$$a_r = 20 \cdot \lg \frac{u_{out}}{u_{in}}$$

als Funktionen der Frequenz aufgetragen.

Bild 4 zeigt den Verlauf der Eingangs-Admittanz Y_{in} für Abschluß des Ausganges mit 60 Ω und den Verlauf der Ausgangs-Admittanz Y_{out} für Abschluß des Einganges mit 60 Ω.

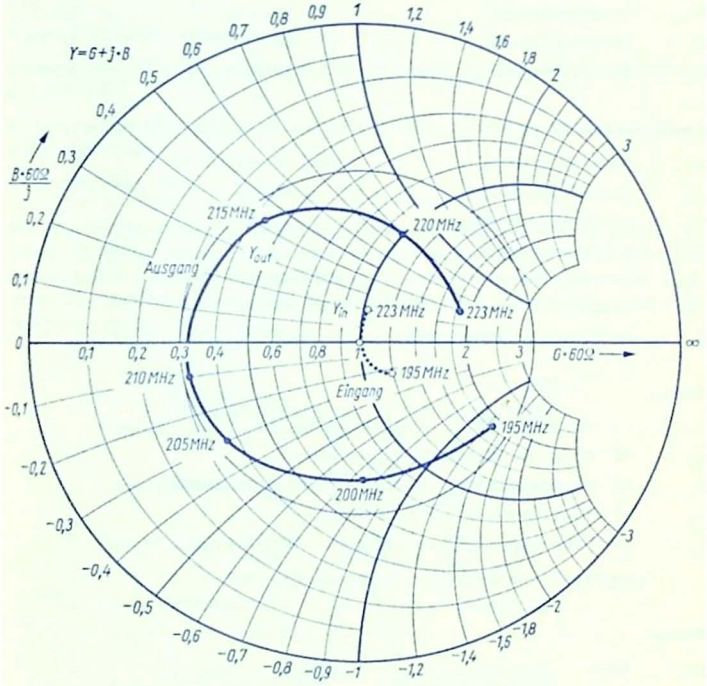


Bild 4

Im gesamten Frequenzbereich von 195 MHz ... 223 MHz ergab sich eine Rauschzahl F kleiner als 3,9.

Bei einem Intermodulations-Abstand von 60 dB beträgt die Verstärker-Ausgangsspannung ungefähr 1,4 V an 60 Ω.

Schaltteilliste zu Bild 1

Widerstände

R_1	Schichtwiderstand	200 Ω	1 W
R_2	Schichtwiderstand	8,2 kΩ	0,25 W
R_3	Schichtwiderstand	11 kΩ	0,5 W
R_4	Schichtwiderstand	120 kΩ	0,5 W
R_5	Schichtwiderstand	100 Ω	0,5 W

Kondensatoren

C_1	Keramik-Trimmer	(10 ... 40) pF
C_2	Keramik-Kondensator	470 pF
C_3	Scheiben-Kondensator	1 nF
C_4	Scheiben-Kondensator	1 nF
C_5	Keramik-Trimmer	(10 ... 40) pF
C_6	Keramik-Trimmer	(1,5 ... 10) pF
C_7	fünf Scheiben-Kondensatoren	je 470 pF

Spulen

L_1	1	Windung 0,5 Cu versilbert, Messing-Kern 5 mm × 10 mm
L_2	27	Windungen 0,35 CuLS auf 5 mm Dorn
L_3	3,5	Windungen 0,5 Cu versilbert, Kern FR FU II 6 mm × 13 mm
L_4	27	Windungen 0,35 CuLS auf 5 mm Dorn
L_5	3,5	Windungen 0,5 Cu versilbert, Kern FR FU II 6 mm × 13 mm

Kerne und Spulenbauteile der Firma Vogt & Co. KG.

Röhre

$R\ddot{o}$	Röhre	EC 8020

PC 900, eine Neutrode für VHF-Eingangsstufen

Forderungen an eine Hf-Eingangsstufen-Röhre

Von einer Röhre, die in einer Hochfrequenz-Eingangsstufe verwendet werden soll, verlangt man

- eine niedrige Rauschzahl,
- einen hohen Wert der verfügbaren Leistungsverstärkung und aus diesem Grunde eine große Steilheit,
- eine geringe Rückwirkung, die auf einfache Weise beseitigt werden kann,

sowie möglichst auch

- eine Regelkennlinie.

Niedrige Rauschzahl und hohe Leistungsverstärkung ermöglichen einen großen Störabstand des Hf-Verstärkers. Geringe Rückwirkung gestattet es, die Oszillator-Störstrahlung klein zu halten, sowie ein Verformen der Durchlaßkurve und ein Selbsterregen zu vermeiden. Mit regelbarer Verstärkung können Übersteuerungen der nachfolgenden Stufen vermieden werden.

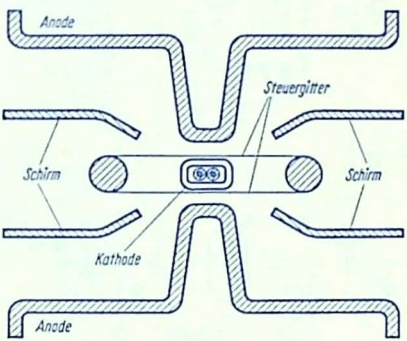


Bild 1

Kennzeichen einer Neutrode

Die Neutrode ist eine Triode, die sich durch einen besonders kleinen Wert der Gitter-Anoden-Kapazität $c_{g/a}$ auszeichnet. Die Anode eines solchen Systems ist so geformt, daß von ihr nur der zum Auffangen der Elektronen notwendige Teil dem Gitter gegenübersteht. Zwischen dem übrigen, vom Gitter weggebogenen Teil der Anode und den Gitterstegen

(dem Gitterrahmen) sind Bleche eingefügt. Diese schirmen die für die Steuerfunktion der Röhre nicht ausgenutzten Teile des Gitters und der Anode gegeneinander ab.

Die PC 900

Die PC 900 ist eine regelbare Neutrode. Sie hat ein mit einer längs des Gitters variierten Steigung ausgeführtes Spanngitter und, was durch das Spanngitter ermöglicht wird, sehr kleine Abstände zwischen den wirksamen Teilen der Elektroden des Röhrensystems. **Bild 1** veranschaulicht einen Querschnitt durch das System der PC 900. Die Werte der Eingangs- und Ausgangskapazität sind trotz der durch den Neutrodenschirm bedingten Erhöhung klein.

Schaltungen für 200 MHz

Bild 2 zeigt eine mit der PC 900 bestückte Eingangsstufe, bei der Anodenneutralisation angewendet ist. Eine solche Stufe verwendet man z. B. als Vorstufe in einem VHF-Kanalwähler.

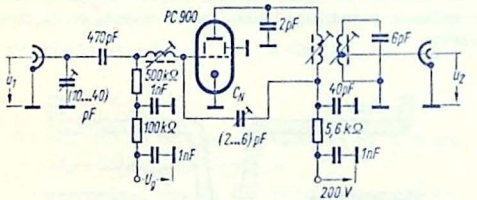


Bild 2

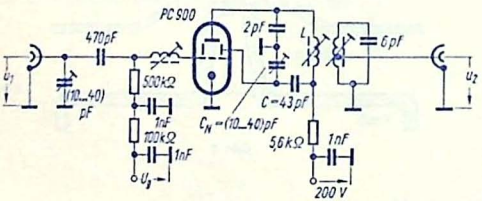


Bild 3

Bild 3 stellt eine Variante dieser Schaltung dar. In ihr ist der getrennt herausgeführte Anschluß des Neutrodenschirmes zur Neutralisation der Stufe ausgenutzt. Damit gewinnt

man den Vorteil, daß der Neutralisationskondensator C_N einseitig an Masse liegt. In **Bild 4** ist die Neutralisationsbrücke der Schaltung nach Bild 3 herausgezeichnet. In $c_{a/k}$ ist dabei der außen von Anode nach Masse angeschlossene Kondensator von 2 pF, in C_N die Kapazität $c_{g/k}$ enthalten.

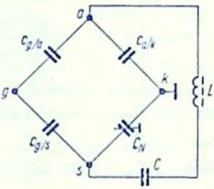


Bild 4

Schaltungs-Eigenschaften und Vergleich mit einer PCC 88 in Cascode-Schaltung

Bild 5 enthält den Schaltplan einer hier zum Vergleich herangezogenen, mit der PCC 88 bestückten Cascode-Stufe.

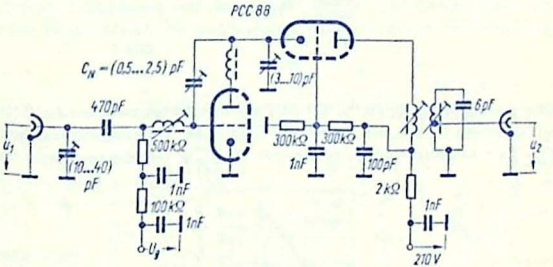


Bild 5

Bezüglich der Zahl der Bauelemente gilt:

Bild 2 (PC 900)	3 Widerstände	9 Kondensatoren	
Bild 3 (PC 900)	3 Widerstände	9 Kondensatoren	
Bild 5 (PCC 88)	5 Widerstände	10 Kondensatoren	1 Drossel

Folgende Meßwerte ergaben sich für den Arbeitspunkt (bei der PC 900 für $U_g = -1$ V):

Schaltung		Bild 2 (PC 900)	Bild 5 (PCC 88)
Eingangswiderstand	R_{in}	60 Ω	60 Ω
Ausgangswiderstand	R_{out}	60 Ω	60 Ω
Mittenfrequenz	f	200 MHz	200 MHz
Bandbreite	b	12 MHz	12 MHz
Anoden-Gleichstrom	I_a	11,5 mA	15 mA
Leistungsverstärkung, verfügbare	V_{pv}	21,5 dB	23,6 dB
Rauschzahl bei Rauschanpassung	F_0	2,8	3,5
Rauschzahl bei Leistungsanpassung	F_p	3,3	4,5
Rückwärtsdämpfung	$\frac{u_2}{u_1}$	73	76

Dazu sei bemerkt: Eine Leistungsverstärkung von 21 dB genügt, um den Einfluß des Rauschens der folgenden Stufe fast völlig auszuschalten.

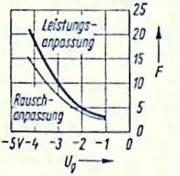


Bild 6

Die **Bilder 6** und **7** zeigen für die PC 900 die Zusammenhänge zwischen der Gitter-Kathoden-Gleichspannung U_g und der Rauschzahl F bzw. der Übertragungs-Leistungsverstärkung $V_{p\ddot{u}}$. Zum Aufnehmen der Kurven wurde bei $U_g = -1$ V einmal Rauschanpassung

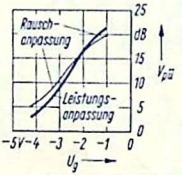


Bild 7

und einmal Leistungsanpassung eingestellt. Diese Einstellung wurde beim Herabsetzen von U_g beibehalten. Die in den Bildern 6 und 7 dargestellten Zusammenhänge gelten für den Bereich der Steilheit bei $U_g = -1$ V (ausgenutzter Steilheits-Maximalwert) bis herunter zur Steilheit von einem Zehntel dieses Wertes.

Impuls-Verarbeitung mit der Röhre PCH 200

Vergleich der Röhren PCH 200 und ECH 84

Diese beiden Röhren dienen zum Abtrennen und weiteren Verarbeiten der im Video-Signal enthaltenen Gleichlauf-Impulse. Die Daten der beiden Röhren entsprechen einander weitgehend. Unterschiede bestehen jedoch im folgenden:

Da die **Heptode** der PCH 200 speziell für den Einsatz in Impuls-Abtrennschaltungen vorgesehen ist, sind sowohl die maximal zulässige Anoden- wie auch die maximal zulässige Schirmgitter-Verlustleistung gegenüber der ECH 84 verringert.

Die **Triode** der PCH 200 hat eine größere zulässige Anodenverlustleistung als die der ECH 84. Der Anodenstrom bei $U_a = 100$ V und $U_g = 0$ V ist groß gewählt. Hieraus folgt ein sehr kleiner Durchlaß-Widerstand $\left(\frac{U_a}{I_a} \text{ für } U_g = 0 \text{ V und } U_a = 100 \text{ V}\right)$.

Für die PCH 200 wurde ein Zehn-Stift-Sockel, der **Dekalsockel**, gewählt. Hierdurch konnten die Kathoden der beiden Systeme an je einen Sockelstift gelegt werden. Das bedeutet eine Erweiterung der Anwendungsmöglichkeiten.

Impuls-Abtrennschaltung

Bild 1 zeigt eine mit der Heptode aufgebaute Impuls-Abtrennschaltung. Das Video-Signal wird dem Gitter 3 (2. Steuergitter) so zugeführt, daß die Synchronisier-Impulse positiv gegenüber dem Bildinhalt sind. Die Synchronisier-Impulse werden vom Bildinhalt abgetrennt,

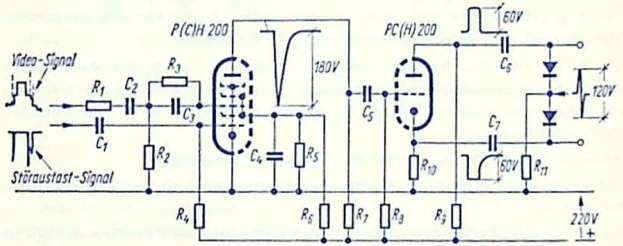


Bild 1

indem sich durch Gitterstrom eine so große Gitterspannung U_{g3} an der Gitterkombination (R_1, C_2, R_2, R_3, C_3) aufbaut, daß die Röhre für den Bildinhalt gesperrt bleibt und für die Synchronisier-Impulse ausgesteuert wird. Zum Unterdrücken von Störungen werden Stör-Austast-Impulse dem Gitter 1 (1. Steuergitter) zugeführt.

Einfluß der Kontrasteinstellung auf die Impuls-Abtrennung

Ausführung 1:

Das die Impuls-Abtrennschaltung steuernde Video-Signal wird üblicherweise am Anodenwiderstand der Video-Endstufe abgegriffen.

Beeinflußt man zum Ändern des Kontrastes die Verstärkung des Bild-Zf-Teiles oder der Video-Endstufe, so wirkt sich das voll auf das Video-Signal aus, das die Impuls-Abtrennschaltung zu steuern hat. Wird dabei gefordert, daß die Synchronisation auch bei verschwindendem Kontrast noch bestehen soll, so bedeutet das: Die Impuls-Abtrennschaltung muß Video-Signale mit 10 V ... 100 V (Spitze zu Spitze) verarbeiten können. Von einem Video-Signal von 10 V entfallen auf den Synchronisier-Impuls 2,8 V. Deshalb muß unter Berücksichtigung von auf dem Bildschirm noch nicht störenden Brummspannungen und von Impuls-Begrenzungen eine Spannung von —2 V am Gitter 3 die Röhre sperren.

Die Differenz von 0,8 V stellt einen Sicherheitsfaktor dar.

Ausführung 2:

Wird der Kontrast dagegen an einem am Ausgang der Video-Endstufe liegenden Spannungsteiler eingestellt, und die Steuerspannung für die Impuls-Abtrennstufe vor diesem Spannungsteiler abgegriffen, so steht eine große, nahezu konstant bleibende Steuerspannung für die Impuls-Abtrennschaltung zur Verfügung.

Unter der Annahme, daß diese Steuerspannung einen Mindest-Wert von 40 V (Spitze-Spitze) aufweist, könnte zur sauberen Impuls-Abtrennung die zum Sperren der Röhre am Gitter 3 erforderliche Spannung —8 V sein.

RC-Kombination am Gitter 3

Diese RC-Kombination (R_1, C_2, R_2, R_3, C_3 in Bild 1) ist in ihrem Zusammenwirken mit dem Eingangs-Widerstand der Röhre zwischen Gitter 3 und Kathode gekennzeichnet durch eine Lade-Zeitkonstante und eine Entlade-Zeitkonstante.

Müßte man nur mit dem Nutzsignal rechnen, so wäre eine große Entlade-Zeitkonstante zum Übertragen sehr langsamer Änderungen der mittleren Helligkeit und eine kleine Lade-Zeitkonstante (kleiner Eingangs-Widerstand zwischen Gitter 3 und Kathode bei Gitterstrom) erforderlich.

Mit Rücksicht auf die Störungen ergeben sich andere Forderungen.

Zündstörungen, die nicht durch die Störaustastung unterdrückt werden, lassen sich abschwächen mit

einer großen Lade-Zeitkonstante, womit der von Stör-Impulsen herrührende Spannungsanstieg klein gehalten wird, und mit

einer kleinen Entlade-Zeitkonstante, mit der sich nach Aufhören der Störungen eine rasche Rückkehr in den Normalzustand ergibt.

Störungen der Synchronisierung entstehen auch durch Rauschen. Diese Störungen wirken sich so aus, daß eine gegenseitige Verschiebung aufeinander folgender Zeilen erfolgt und der Zeilensprung beeinträchtigt wird. Mit großer Ladezeitkonstante werden diese Störungen geringer.

Somit widersprechen sich die an die Zeitkonstanten zu stellenden Forderungen.

Bei der Ausführung 2 können die an die Zeitkonstanten zu stellenden Forderungen besser als bei der Ausführung 1 erfüllt werden. Wird der Impuls-Abtrennschaltung ein Video-Signal von 40 V zugeführt, dann kann der Aussteuerbereich für das Gitter 3 vergrößert werden. Das erreicht man mit einer erhöhten Schirmgitterspannung, wobei auch die Werte des Anodenstromes und der Gitterströme zunehmen. Das begünstigt die Funktion der Abtrennschaltung, weil ein größerer Teil der Synchronisier-Impulse bei gleich großem Video-Signal ausgenutzt wird. Mit einer Schirmgitterspannung von 30 V erhält man für die Impulse einen Aussteuerungsbereich von 3,5 V (statt 2 V). Die hiermit gegebenen Reserven gestatten es, die Lade-Zeitkonstante zu vergrößern und die Entlade-Zeitkonstante zu verkleinern. Mit beidem wird, wie im vorangehenden Abschnitt erwähnt, die Störsicherheit erhöht.

Verwendung des Triodensystems

Aufgrund der getrennt herausgeführten Kathode gibt es mehrere Schaltungsmöglichkeiten für die Aufbereitung der Synchronisier-Impulse. Zwei Ausführungen werden hier beschrieben:

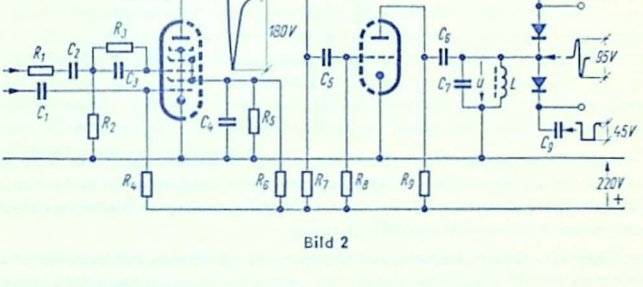


Bild 2

Man kann zum Steuern des Zeilen-Diskriminators entweder die über die Abtrennschaltung gewonnenen Synchronisier-Impulse mit einander entgegengesetzter Polarität als Tastimpulse und die differenzierten Horizontal-Rücklauf-Impulse als Vergleichs-Impulse verwenden (Bild 1) oder umgekehrt, wobei auf der Anodenseite der Triode differenziert wird (Bild 2). Beide Möglichkeiten sind gleichwertig.

Triode als Phasenumkehr-Röhre

Dieser zuerst erwähnte Schaltungsvorschlag (Bild 1) zeichnet sich dadurch aus, daß der Anodenwiderstand R_9 und der Kathodenwiderstand R_{10} der Triode gleich groß sind.

Man erhält dadurch zwei etwa gleich große gegenphasige Impulse, obwohl

der Strom, der durch den Kathodenwiderstand fließt, wegen des Gitterstromes etwas höher ist als der Strom, der durch den Anodenwiderstand hindurchgeht (Verhältnis etwa 1,03 : 1) und

der Quellwiderstand für den Kathoden-Impuls nur etwa 120 Ω beträgt (ungefähr gleich dem Kehrwert der Steilheit) aber der Quellwiderstand für den Anoden-Impuls einen wesentlich höheren Wert hat (gegeben mit der Parallelschaltung von Röhren-Innenwiderstand und Anodenwiderstand R_8).

Wegen der unterschiedlichen Quellwiderstände ist der Anoden-Impuls durch den Einfluß der Schaltkapazitäten stärker verrundet als der Kathoden-Impuls. Dieser ausgleichbare Unterschied stört die Funktion der Schaltung nicht.

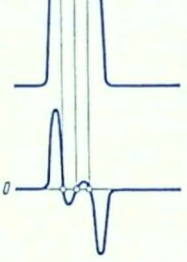


Bild 3

Bild 4

Um die von der Anode der Heptode gelieferten Impulse sowohl durch den Gitterstrom, wie auch durch den Sperrpunkt des Anodenstromes wirksam begrenzen zu können, muß die Steuerspannung größer sein als die Summe aus der Spannung am Kathodenwiderstand und dem Aussteuerbereich für die Gitterspannung.

Außer dieser notwendigen beidseitigen Begrenzung zum Erzeugen von Impulsen konstanter Amplitude kommt es besonders bei den Horizontal-Impulsen auf die zeitliche Lage der Vorderflanke des Impulses und die Impulsbreite an. Beides wird bei festliegendem Verlauf des Anoden-Impulses der Heptode durch die Lage der zwei Begrenzungen (Gitterstrom und Röhrensperrung) sowie von der gesamten Anoden-Impedanz bestimmt.

Der Gitterableitwiderstand der Triode ist an den positiven Pol der Speisespannung angeschlossen. Während der Impuls-Pausen wird der Gitterkondensator C_5 durch den Gitterstrom auf Gitterpotential aufgeladen. Während der Impulse ist die Triode gesperrt, wobei sich der Kondensator C_5 gitterseitig auf eine durch die Widerstände R_7 und R_8 festgelegte positive Spannung auflädt. Die Lage und damit auch die Form der aus dem Anoden-Impuls der Heptode herausgeschnittenen „Scheibe" kann im Wesentlichen mit dem Wert von R_8, aber auch mit dem Wert von R_7 beeinflußt werden.

Ausgangstransformatoren für die Horizontal-Ablenkung mit stark eingesattelten Rücklauf-Impulsen eignen sich dann schlecht für diese sehr einfache Schaltung, wenn man die Impulse differenziert. Differenzierte Vergleichs-Impulse sind aber für den Phasen- und Frequenz-Diskriminator notwendig.

Stark eingesattelte Rücklauf-Impulse **(Bild 3)** aber ergeben, differenziert, Impulse mit falscher Neigung im Verlauf der Nutzflanke **(Bild 4)**. Das kann zur Instabilität der Synchronisierung führen.

Triodenstufe mit Differenzier-Resonanzkreis

Wie in dem hierzu gehörenden Bild 2 angedeutet ist, werden dabei die Tast-Impulse von den Horizontal-Rücklauf-Impulsen abgeleitet, während die differenzierten Vergleichs-Impulse in der Abtrennschaltung entstehen.

Der zeitliche Verlauf der differenzierten Impulse ergibt sich so: Die Vorderflanke des von der Heptode gelieferten Impulses sperrt die Triode. Das bedeutet eine Zunahme der Spannung an der Anode der Triode. Diese Spannungsänderung wird über den Kondensator C_8 auf den aus C_7 und L gebildeten Schwingkreis übertragen, so daß die Schwingkreisspannung u, die zuvor Null war, nun positive Werte annimmt. Damit ist der Schwingkreis angestoßen.

Der zeitliche Verlauf der Schwingkreisspannung richtet sich jetzt einerseits nach der Resonanzfrequenz des Schwingkreises und anderseits nach dessen Dämpfung. Diese ist bei gesperrter Röhre im wesentlichen durch den Anodenwiderstand R_9 allein bedingt. Die Schwingkreis-Resonanzfrequenz wird mit etwa 100 kHz ... 120 kHz so gewählt, daß das Ende der mit dem Sperren eingeleiteten Halbperiode erreicht ist, wenn die Triode mit dem Eintreffen der Rückflanke des steuernden Impulses gerade „geöffnet" wird. Von diesem Zeitpunkt an bis zum Beginn des nächsten Impulses, ist der Schwingkreis nun durch die Parallelschaltung aus dem Anodenwiderstand R_9 und dem Trioden-Durchlaßwiderstand bedämpft. Man sorgt dafür, daß der Widerstand R_p dieser Parallelschaltung die aperiodische Dämpfung bewirkt. Dafür gilt:

$$R_p = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{L}{C_7}}$$

Dabei ist die Dämpfung durch den Diskriminator nicht beachtet und die Leerlaufgüte des Kreises als hoch angenommen.

Schaltteilliste zu Bild 1

Widerstände

R_1	Schichtwiderstand	10 kΩ
R_2	Schichtwiderstand	2,2 MΩ
R_3	Schichtwiderstand	220 kΩ
R_4	Schichtwiderstand	1,8 MΩ
R_5	Schichtwiderstand	4,7 kΩ
R_6	Schichtwiderstand	51 kΩ

R_7	Schichtwiderstand	330 kΩ	
R_8	Schichtwiderstand	3,9 MΩ	
R_9	Schichtwiderstand	5,6 kΩ	1 W
R_{10}	Schichtwiderstand	5,6 kΩ	1 W
R_{11}	Schichtwiderstand	470 Ω	

Kondensatoren

C_1	Keramik-Kondensator	10 nF	
C_2	Keramik-Kondensator	10 nF	
C_3	Keramik-Kondensator	220 pF	
C_4	Papier-Kondensator	0,1 µF	
C_5	Keramik-Kondensator	4,7 nF	
C_6	Keramik-Kondensator	1 nF	
C_7	Keramik-Kondensator	1 nF	

Röhre PCH 200

Schaltteilliste zu Bild 2

Widerstände

R_1	Schichtwiderstand	10 kΩ	
R_2	Schichtwiderstand	2,2 MΩ	
R_3	Schichtwiderstand	220 kΩ	
R_4	Schichtwiderstand	1,8 MΩ	
R_5	Schichtwiderstand	4,7 kΩ	
R_6	Schichtwiderstand	51 kΩ	
R_7	Schichtwiderstand	820 kΩ	
R_8	Schichtwiderstand	1,2 MΩ	
R_9	Schichtwiderstand	10 kΩ	1 W

Kondensatoren

C_1	Keramik-Kondensator	10 nF	
C_2	Keramik-Kondensator	10 nF	
C_3	Keramik-Kondensator	220 pF	
C_4	Papier-Kondensator	0,1 µF	
C_5	Keramik-Kondensator	4.7 nF	
C_6	Keramik-Kondensator	22 nF	
C_7	Keramik-Kondensator	680 pF	
C_8	Keramik-Kondensator	1 nF	
C_9	Keramik-Kondensator	1 nF	

Spule

L		14 mH

Röhre PCH 200

Video-Endstufe mit der Röhre PCL 200

Kontrast-Einstellung am Ausgang der Video-Endstufe

Das zum Steuern der Impuls-Abtrennstufe benötigte Video-Signal wird üblicherweise am Anodenwiderstand der Video-Endstufe abgegriffen.

Mit Rücksicht auf eine einfache und sicher arbeitende Impuls-Abtrennstufe ist es vorteilhaft, den Kontrast am Ausgang der Video-Endstufe einzustellen und nicht durch Änderung der Verstärkung der Video-Endröhre oder des Bild-Zf-Teiles. Dadurch gewinnt man ein nahezu gleichbleibendes, von der Kontrast-Einstellung unabhängiges Video-Signal zum Steuern der Impuls-Abtrennstufe.

Forderungen an die Endröhre bei Kontrast-Einstellung am Ausgang der Video-Endstufe

Zum Einstellen des Kontrastes am Ausgang der Video-Endstufe verwendet man einen Spannungsteiler mit veränderbarem Abgriff. Der Spannungsteiler wird entweder direkt parallel zum Ausgang der Endstufe gelegt oder so eingefügt, daß an ihm der Hauptteil von der Ausgangsspannung der Endstufe liegt. In beiden Fällen bedeutet das Einschalten des Spannungsteilers eine erhebliche zusätzliche Kapazität parallel zum Anodenwiderstand der Endstufe. Diese Kapazität wird hervorgerufen durch den Kontrasteinsteller selbst und dadurch, daß die Leitungen zum Kontrasteinsteller abgeschirmt geführt sein müssen.

Mit Rücksicht auf die erforderliche obere Grenzfrequenz der Video-Endstufe muß deshalb der Wert des Arbeitswiderstandes im Vergleich zu anderen Ausführungen der Kontrasteinstellung herabgesetzt werden, um den Aufwand zur Kompensation dieser zusätzlichen Kapazitäten zu umgehen. Dem steht die Forderung nach einer Ausgangsspannung $u_{ass} \approx 90$ V entgegen, die für die Aussteuerung der Fernseh-Bildröhre benötigt wird. Diese Ausgangsspannung ist bei dem kleineren Arbeitswiderstand nur durch einen entsprechend größeren Stromhub zu erreichen. Das wird mit der für diesen Zweck entwickelten Röhre PCL 200 ermöglicht. Bei einem Arbeitswiderstand von 2,4 kΩ gestattet die PCL 200 bei einer mittleren Steilheit von 18 mA/V, einen Stromhub von etwa 42 mA und damit eine Ausgangsspannung $u_{ass} \approx 100$ V. Mit diesem Arbeitswiderstand gelingt es unter Verwendung der üblichen Maßnahmen zur Kompensierung der kapazitiven Belastung, eine obere Grenzfrequenz von 5 MHz bei voll aufgedrehtem Kontrast zu verwirklichen.

Frequenzabhängige Spannungsteilung

Der Spannungsteiler für die Einstellung des Kontrastes ist an seinem Abgriff mit der Eingangskapazität der Fernseh-Bildröhre sowie Schalt- und Streukapazitäten belastet. Dadurch wird die Spannungsteilung insbesondere bei mittlerem Kontrast frequenzabhängig.

Eine **frequenzunabhängige Spannungsteilung** erreicht man mit einem aus ohmschen Widerständen bestehenden Spannungsteiler, bei dem eine Kapazität parallel zu dem abgegriffenen Teilerwiderstand liegt, indem man dem anderen Teilerwiderstand ebenfalls eine Kapazität parallel schaltet und diese so bemißt, daß sich für beide Parallelschaltungen gleiche Zeitkonstanten ergeben.

Für den in **Bild 1** dargestellten Spannungsteiler ergibt sich damit die Bedingung

$$R \cdot \alpha \cdot C_s = R \cdot (1 - \alpha) \cdot C_k$$

mit R Gesamtwiderstand des Spannungsteilers

α Verhältnis der abgegriffenen Spannung u_2 zur Ausgangsspannung u_1 der Video-Endstufe

C_s Summe der Kapazitäten, die parallel zum Abgriff des Spannungsteilers liegen

C_k erforderliche Kompensationskapazität

Bei der Einstellung des Kontrastes wird das Spannungsteilerverhältnis α verändert. Entsprechend muß der Wert von C_k verändert werden.

Mit obiger Gleichung bekommt man hierfür:

$$C_k = C_s \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad \text{oder} \quad \frac{C_k}{C_s} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

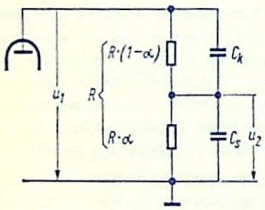


Bild 1

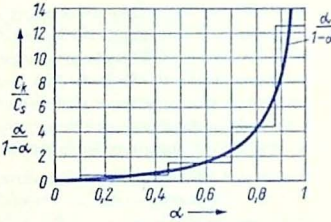


Bild 2

Das wird mit der in **Bild 2** dick eingezeichneten Kurve veranschaulicht. Mit einigen Festkondensatoren und einem passenden Schalter kann man den Sollverlauf (in Bild 2 mit geringerer Strichstärke angedeutet) in Stufen nachbilden.

Zwei Prinzipschaltungen von Video-Endstufen mit frequenzunabhängiger Spannungsteilung beim Einstellen des Kontrastes

Bild 3 zeigt eine Schaltung, in der der verstellbare Spannungsteiler aus einem Stellwider-

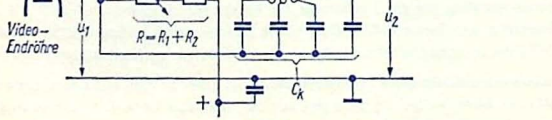


Bild 3

stand R_1 und einem Festwiderstand R_2 besteht. Mit dem Festwiderstand wird erreicht, daß

der Kontrast nur bis zu einem unteren Grenzwert vermindert werden kann. Mit $R = R_1 + R_2$ gilt wieder für C_k die Bedingungsgleichung

$$R \cdot \alpha \cdot C_s = R \cdot (1 - \alpha) \cdot C_k \text{ bzw. } C_k = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \cdot C_s$$

Dabei ist α gleich der Summe von R_2 und dem Teil von R_1, der zwischen dem Anschluß von R_2 und dem Abgriff des Stellwiderstandes liegt, dividiert durch den Gesamtwiderstand R.

Bild 4 zeigt eine Brückenschaltung. Mit dieser wird erreicht, daß der Stellwiderstand R_8, an dem der Kontrast eingestellt wird, lediglich an der dem Video-Signal zugeordneten Spannung liegt: Die Widerstände der Schaltung werden so bemessen, daß die Spannung zwischen den Punkten A und B in Bild 4 für den Schwarzwert den Wert Null annimmt.

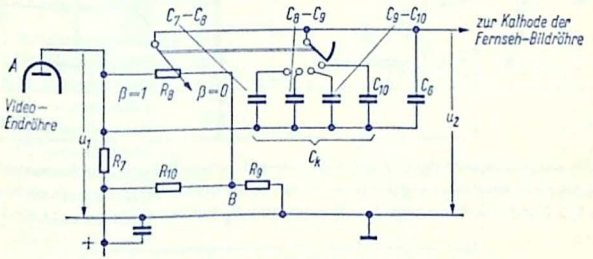


Bild 4

In dieser Schaltung gilt, wenn das Spannungsteiler-Verhältnis am Stellwiderstand R_8 mit β bezeichnet wird:

$$\frac{u_2}{u_1} = \frac{\beta \cdot R_8 + \dfrac{R_9 \cdot R_{10}}{R_9 + R_{10}}}{R_8 + \dfrac{R_9 \cdot R_{10}}{R_9 + R_{10}}}$$

$$\frac{u_{2\,min}}{u_1} = \frac{0 + \dfrac{R_9 \cdot R_{10}}{R_9 + R_{10}}}{R_8 + \dfrac{R_9 \cdot R_{10}}{R_9 + R_{10}}} \qquad \frac{u_{2\,max}}{u_1} = 1$$

$$\frac{u_{2\,max}}{u_{2\,min}} = \frac{R_8 + \dfrac{R_9 \cdot R_{10}}{R_9 + R_{10}}}{\dfrac{R_9 \cdot R_{10}}{R_9 + R_{10}}} = \frac{R_8 \cdot (R_9 + R_{10})}{R_9 \cdot R_{10}} + 1$$

Eine ausgeführte Schaltung

Bild 5 enthält den Schaltplan einer Video-Endstufe mit der PCL 200 und der Brückenanordnung nach Bild 4. Die darin enthaltenen Induktivitäten L_1, L_2, L_3, L_5 und L_6 dienen zur Korrektur des Frequenzganges.

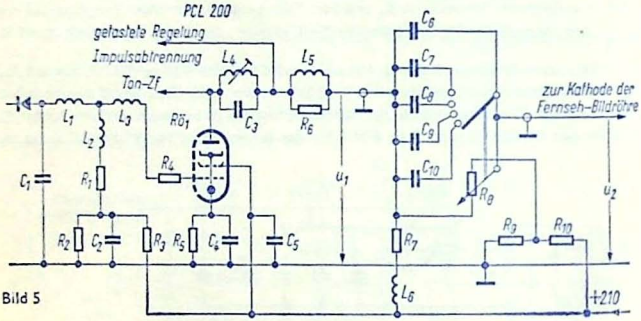


Bild 5

Anstelle eines Summierschalters (Bild 3 und 4) wurde hier zum Schalten der Kompensationskapazität ein Stufenschalter angenommen. In der Schaltteilliste ist jedoch auch ein Schalter nach Bild 3 und 4 berücksichtigt. Der Kondensator C_6 hat dabei die Aufgabe, die Span-

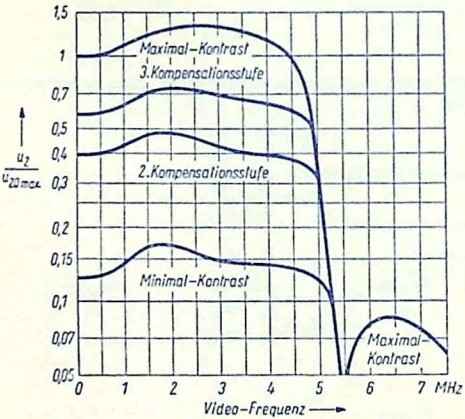


Bild 6

nungsteilung auch bei der Stellung $\beta = 0$ des Einstellwiderstandes frequenzunabhängig zu machen.

Die Ausgangsspannung der Schaltung nach Bild 5 beträgt $u_{2SS} = 90$ V bei einer Eingangsspannung $u_{inSS} = 3$ V am Kondensator C_1

Für die Unterdrückung der Ton-ZF wurde ein Wert von 1 : 50 gemessen.

Die Anode der Röhre darf maximal mit einer Kapazität von 50 pF belastet werden. Das ist bei der Anordnung des Spannungsteilers im Gerät wegen der abgeschirmten Zuleitungen zu berücksichtigen.

Bild 6 gibt einen Überblick über die erreichten Frequenzgänge und Bandbreiten bei durch drei verschiedene Kompensationskondensatoren gekennzeichnete Kontrasteinstellungen und bei Einstellung des Minimal-Kontrastes. Mit $u_{20\,max}$ ist dabei die Spannung u_2 gemeint, die bei Maximal-Kontrast für niedrige Frequenzen gemessen wurde.

Schaltteilliste zu Bild 5

R_1	Schichtwiderstand	2,7 kΩ	0,2 W
R_2	Schichtwiderstand	5,6 kΩ	0,2 W
R_3	Schichtwiderstand	5,6 kΩ	0,2 W
R_4	Schichtwiderstand	330 Ω	0,2 W
R_5	Schichtwide stand	27 Ω	0,2 W
R_6	Schichtwiderstand	1,8 kΩ	0,5 W
R_7	Schichtwiderstand	2,4 kΩ	5 W
R_8	Einstellwiderstand	15 kΩ	0,5 W
R_9	Schichtwiderstand	10 kΩ	3 W
R_{10}	Schichtwiderstand	2,7 kΩ	1 W
C_1	Keramikkondensator	8,2 pF	
C_2	Papierkondensator	0,47 µF	
C_3	Keramikkondensator	39 pF	
C_4	Papierkondensator	10 nF	
C_5	Papierkondensator	1,5 nF	
C_6	Keramikkondensator	2,2 pF	
C_7	Keramikkondensator	130 pF ($C_7 - C_8 = 68$ pF)	
C_8	Keramikkondensator	68 pF ($C_8 - C_9 = 33$ pF)	
C_9	Keramikkondensator	33 pF ($C_9 - C_{10} = 22$ pF)	
C_{10}	Keramikkondensator	10 pF ($C_{10} = 10$ pF)	
L_1	Drosselspule	58 µH	
L_2	Drosselspule	108 µH	
L_3	Drosselspule	28 µH	
L_4	Spule für Ton-ZF-Sperrkreis, abgleichbar	22 µH	
L_5	Drosselspule	68 µH	
L_6	Drosselspule	178 µH	
$Rö_1$	Video-Endröhre	PCL 200	

Die eingeklammerten Kapazitätswerte gelten für den Fall, daß anstelle eines Stufenschalters wie in Bild 5 ein Summierschalter verwendet wird, wie er in den Bildern 3 und 4 angedeutet ist.

Zweistufiger Video-Verstärker mit Silizium-Planar-Transistoren

Vorbemerkung

Mit dem Silizium-Planar-Transistor BF 114 kann — wegen dessen hoher Sperrspannung und dessen sonstigen dafür günstigen Eigenschaften — die Endstufe eines Video-Verstärkers für netzbetriebene Fernseh-Empfänger mit 59-cm-Bildröhre aufgebaut werden.

Nachstehend wird die Schaltung eines zweistufigen Video-Verstärkers beschrieben, der mit den Transistoren BC 129 bzw. BF 184 und BF 114 bestückt ist.

Seine Ausgangsspannung ist so groß ($U_{B\,ss} \approx 80$ V), daß sie zum Steuern des Elektronenstrahls einer 59-cm-Fernseh-Bildröhre gut ausreicht, wobei schon eine genügend große Kontrastreserve für das Anpassen an die jeweilige Raumhelligkeit berücksichtigt ist.

Übersicht

Das vom Video-Demodulator gelieferte BAS-Signal beträgt etwa 3 V ($= U_{in\,ss}$); es wird im Video-Verstärker auf $U_{out\,ss} \approx 105$ V verstärkt, wobei ein gestauchter Synchronimpuls (etwa 50%) vorausgesetzt ist.

Die erste Stufe dient als Impedanzwandler. Damit werden für den Demodulator im Interesse eines hohen Demodulations-Wirkungsgrades ein großer Wert des Lastwiderstandes und für das Steuern der Endstufe im Hinblick auf die obere Grenzfrequenz von 4,5 MHz ein niedriger Quellwiderstand erreicht.

Aufgrund der galvanischen Kopplung zwischen Video-Demodulator, Vorstufe, Endstufe und Bildröhre wird die der Bild-Helligkeit entsprechende Gleichspannung hier ohne weitere Maßnahmen direkt übertragen.

Die Spannungsverstärkung ist im Bereich zwischen 0 MHz und 3 MHz konstant und ändert sich im darüberliegenden Frequenzbereich so, daß das Verstärkungsmaß erst bei einer Frequenz über 4,5 MHz um 3 dB niedriger ist. Infolge der allmählichen Abnahme des Verstärkungsmaßes wird das Überschwingen unter 5% gehalten. Dabei erreicht man eine Verstärker-Anstiegszeit t_A, die mit der Grenzfrequenz $f_g \gtrsim 4{,}5$ MHz so zusammenhängt:

$$t_A \approx \frac{1}{3 \cdot f_g}$$

Im Bereich des Ton-Zf-Signals (5,5 MHz) ist das Verstärkungsmaß um wenigstens 20 dB reduziert, damit auch noch bei mäßiger Fehlabstimmung des Kanalwählers Ton-Störungen der Bild-Wiedergabe vermieden werden.

Die Schaltung

Bild 1 zeigt den Schaltplan, in den zusätzlich der Video-Demodulator und die Kathode der Fernseh-Bildröhre aufgenommen sind.

Im Eingang der Vorstufe liegt eine Schaltung, die die Aufgabe hat, Spannungen mit Frequenzen über 5,5 MHz vom Transistor T_1 abzuhalten und insbesondere die Spannungen mit Frequenzen um 5,5 MHz abzusenken. Diese Schaltung besteht aus C_1, L_1, C_2, Tr_1, L_2,

R_1 und C_3, wobei C_2 mit der Eingangs-Induktivität von Tr_1 einen 5,5-MHz-Reihenresonanzkreis sowie L_2 mit R_1 und C_3 einen gedämpften 5,5-MHz-Sperrkreis bilden. Mit L_3 wird die den Transistor T_1 steuernde Spannung im Frequenzbereich um 4 MHz angehoben.

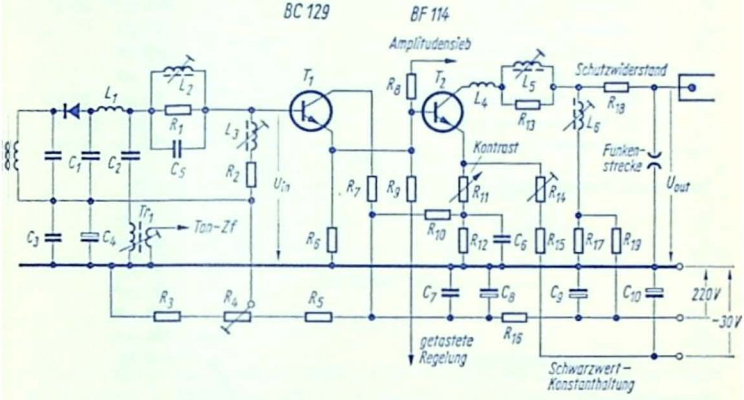


Bild 1

Widerstände

R_1	Schichtwiderstand	7,5 kΩ	
R_2	Schichtwiderstand	2,7 kΩ	
R_3	Schichtwiderstand	560 Ω	
R_4	Widerstand mit einstellbarem Abgriff	1 kΩ	
R_5	Schichtwiderstand	560 Ω	
R_6	Schichtwiderstand	560 Ω	
R_7	Schichtwiderstand	180 Ω	
R_8	Schichtwiderstand	je nach angeschlossener Schaltung	
R_9	Schichtwiderstand	je nach angeschlossener Schaltung	
R_{10}	Schichtwiderstand	1,2 kΩ	
R_{11}	Schicht-Drehwiderstand, negativ log.	500 Ω	
R_{12}	Schichtwiderstand	100 Ω	
R_{13}	Schichtwiderstand	18 kΩ	
R_{14}	Einstellwiderstand	5 kΩ	
R_{15}	Schichtwiderstand	2,2 kΩ	
R_{16}	Schichtwiderstand	10 kΩ	11 W
R_{17}	Schichtwiderstand	11 kΩ	4 W
R_{18}	Schichtwiderstand	2,2 kΩ	1 W
R_{19}	Schichtwiderstand	6,2 kΩ	11 W

Kondensatoren

C_1	Keramik-Kondensator	5 pF	
C_2	Keramik-Kondensator	5 pF	
C_3	Keramik-Kondensator	4,7 nF	
C_4	Keramik-Kondensator	100 µF	10 V
C_5	Elektrolytkondensator	47 pF	
C_6	Keramik-Kondensator	82 pF	
C_7	Keramik-Kondensator	4,7 nF	
C_8	Elektrolytkondensator	50 µF	15 V
C_9	Elektrolytkondensator	8 µF	250 V
C_{10}	Elektrolytkondensator	100 µF	35 V

Spulen und Transformator

L_1		8 µH	
L_2		bis 20 µH	
L_3		bis 60 µH	
L_4		25 µH	
L_5		130 µH	
L_6		bis 180 µH	
Tr_1	Eingangs-Induktivität	bis 180 µH	

Transistoren

T_1	BC 129 (bzw. BF 184)
T_2	BF 114

Am Widerstand R_4 stellt man die Basis-Emitter-Vorspannung des Transistors T_1 so ein, daß sich für den Transistor T_2 ein Collector-Ruhestrom von rund 30 mA ergibt.

Die Verstärkung der Ablenk-Endstufe und damit der Kontrast werden am Widerstand R_{11} gewählt. Der Maximalwert der Leuchtdichte-Steuerspannung U_B kann so im Verhältnis 1 : 6 geändert werden. Obwohl hierbei auch die Eingangs-Impedanz der Endstufe beeinflußt wird, hat das auf den Verstärker-Frequenzgang nur geringe Auswirkung, weil der Ausgangswiderstand der Vorstufe klein ist. Im übrigen wird das bei maximal eingestelltem Kontrast ($R_{11} \approx 0$) sich ergebende Absinken der Verstärkung im Bereich der hohen Video-Frequenzen mit der Stromgegenkopplung ausgeglichen, die von der Parallelschaltung von R_{12} mit C_6 herrührt **(Bild 2)**.

Das mit der hier gewählten Art der Kontrasteinstellung verknüpfte Beeinflussen der Arbeitsteilheit der Endstufe würde ein Verschieben des Schwarzwertpegels zur Folge haben. Dies wird mit einer Kompensationsschaltung, bestehend aus den Widerständen R_{10} und $R_{14} + R_{15}$ unter Zuhilfenahme einer Spannung von −30 V ausgeglichen:

Hiermit bleibt die dem Schwarzwert der Video-Spannung entsprechende Collectorspannung des Endstufentransistors unabhängig vom eingestellten Kontrast. Der Schwarzwert der Video-Spannung fällt deshalb stets mit der an R_{14} eingestellten Dunkelspannung der

Fernseh-Bildröhre zusammen. Der zwischen dem Collector des Endstufen-Transistors und der Kathode der Fernseh-Bildröhre liegende Schutzwiderstand R_{18} verringert gemeinsam mit der Induktivität der Spule L_4 und der Funkenstrecke die Spannungsspitzen, die bei Hochspannungs-Überschlägen in der Fernseh-Bildröhre entstehen, und schützt so den Transistor T_2.

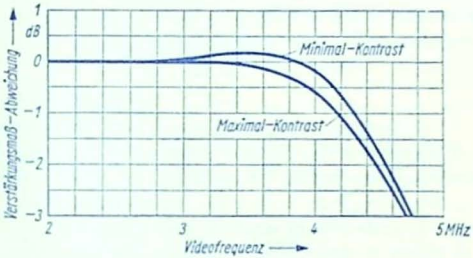


Bild 2

Das aus den Spulen L_4, L_5 und L_6 sowie aus den Widerständen R_{13} und R_{18} bestehende Netzwerk dient in Verbindung mit den Kapazitäten der Schaltung und der Eingangs-Kapazität der Fernseh-Bildröhre zum Anheben der Verstärkung im Bereich der hohen Video-Frequenzen.

Gespeist wird dieser Video-Verstärker aus dem Netzgleichrichter des Empfängers. Deshalb beträgt die Speisespannung insgesamt 220 V.

Berücksichtigt man eine Collector-Restspannung von etwa 20 V und eine mögliche Netz-Unterspannung, dann werden für die Endstufe $U_{CE} = 140$ V benötigt. Diese Spannung wird an dem Spannungsteiler R_{19}, R_{17} abgegriffen. Zur Abnahme der Speisespannung für die Vorstufe dient der weitere aus R_{16} und $(R_3 + R_4 + R_5)$ bestehende Spannungsteiler. Die Hilfsspannung von −30 V zum Halten des Schwarzwert-Pegels kann man z. B. aus der Zeilen-Ablenk-Endstufe gewinnen.

Die Transistoren

Falls die Vorstufe nicht als erste Ton-Zf-Stufe ausgenutzt werden soll, kann man für sie jeden Silizium-Transistor mit genügend hoher Transit-Frequenz verwenden — so z. B. den Transistor BC 129. Falls die Vorstufe aber zusätzlich als erste Ton-Zf-Stufe in Betracht kommt, benötigt man dafür einen Transistor mit kleinerer Rückwirkungskapazität (z. B. den Transistor BF 184).

Für die Endstufe eignet sich der Transistor BF 114, dessen Collector-Emitter-Sperrspannung 145 V betragen darf, wenn $R_{BE} \leq 1$ kΩ ist. Dieser Transistor hat auch eine Transitfrequenz der hier erforderlichen Höhe und eine Rückwirkungskapazität von etwa 2,5 pF.

Mit Rücksicht auf die Verstärkung am oberen Ende des Video-Frequenzbandes und der hierbei sich auswirkenden Kapazität von etwa 15 pF der collectorseitigen Schaltung, darf für die Endstufe der Collector-Außenwiderstand $R_C = (R_{17} \parallel R_{19})$ den Wert von 4 kΩ nicht überschreiten. Mit $U_b = 140$ V und diesen 4 kΩ ist im I_C (U_{CE})-Kennlinienbild **(Bild 3)** die Widerstandsgerade festgelegt. Der maximale Verlustleistungs-Mittelwert ergibt sich für 10% Überspannung unter Berücksichtigung, daß der Transistor während der Austast-Lücke gesperrt ist (Faktor 0,8), zu:

$$P_{C\,max} \approx 0{,}8 \cdot \frac{(1{,}1 \cdot U_b)^2}{4 \cdot R_C} \approx 1{,}2\ \text{W}$$

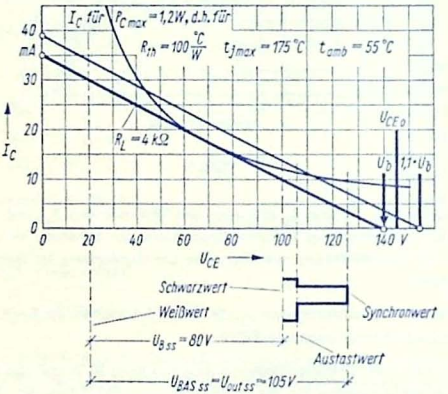


Bild 3

Hieraus folgt mit der höchstzulässigen Sperrschicht-Temperatur $t_{j\,max} = 175$ °C und der im Geräteinneren angenommenen höchsten (Umgebungs-)Temperatur $t_{amb\,max} = 55$ °C der hier in Betracht kommende Wärmewiderstands-Höchstwert $R_{th\,max}$ so:

$$R_{th\,max} = \frac{t_{j\,max} - t_{amb\,max}}{P_{C\,max}} = \frac{175\,°\text{C} - 55\,°\text{C}}{1{,}2\ \text{W}} = 100\,\frac{°\text{C}}{\text{W}}$$

Für den Transistor BF 114 beträgt der Wärmewiderstand zwischen Sperrschicht und Gehäuse 60 °C/W. Folglich muß der Transistor mit einem Kühlkörper ergänzt werden, für den der Wärmewiderstand zwischen dem mit ihm in Wärmekontakt befindlichen Transistor-Gehäuse und der Umgebung maximal $100\,\frac{°\text{C}}{\text{W}} - 60\,\frac{°\text{C}}{\text{W}} = 40\,\frac{°\text{C}}{\text{W}}$ beträgt.

Vertikal-Ablenkschaltung mit dem Transistor AD 138/50

Vorbemerkung

Die hier beschriebene, als Labormuster entwickelte Ablenkschaltung ist geeignet für mit Transistoren bestückte FS-Empfänger, in denen 110°-FS-Bildröhren mit $U_a = 18$ kV verwendet werden. Zum Betrieb benötigt die Ablenkschaltung eine Speisespannung $U_b = 12{,}6$ V. Der Leistungsbedarf ist bei Ankopplung der Ablenkspulen über einen Transformator **(Bild 1)** etwa 6 W und bei Ankopplung über eine Drossel-Kondensator-Kombination **(Bild 2)** etwa 3,5 W.

Die Bausteine der Schaltung

Die Schaltung gliedert sich in

- den Steuergenerator, der von den Bild-Impulsen synchronisiert wird
- die Treiberstufe, in der der Steuerstrom für die Endstufe mit dem dafür notwendigen zeitlichen Verlauf erzeugt wird
- die Endstufe, für die wahlweise eine Ankopplung der Ablenkspulen über einen Transformator oder über eine Drossel-Kondensator-Kombination vorgesehen ist.

Der Steuergenerator

Er hat die Aufgabe, eine sägezahnförmige Steuerspannung zu erzeugen. Das geschieht

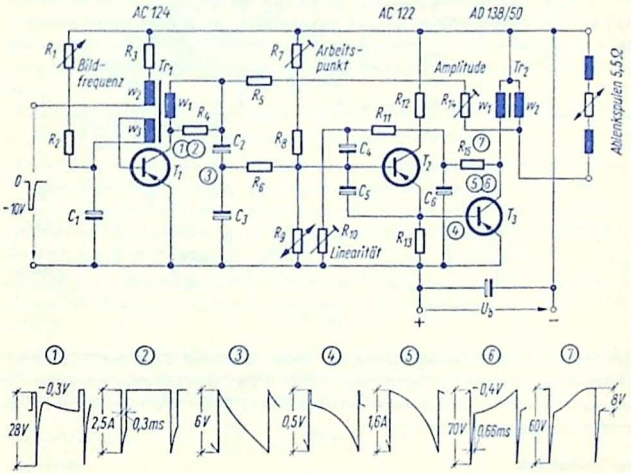


Bild 1

in der Weise, daß die Serienschaltung der Kondensatoren C_2 und C_3 über den Widerstand R_5 aufgeladen und durch den mit T_1 bestückten Sperrschwinger periodisch — im Takt der

Halbbild-Impulse — entladen wird. Der Sperrschwinger-Transformator Tr_1 soll niederohmig sein, damit die Kondensatoren C_2 und C_3 in kurzer Zeit möglichst vollständig entladen werden.

Die beim Entladen im Sperrschwinger-Transformator entstehenden Spannungsspitzen werden mit dem Widerstand R_4 gedämpft.

Der Steuergenerator wird über eine zusätzliche Wicklung w_2 von Tr_1 synchronisiert. Hierdurch ist die vorangehende Schaltung vom Steuergenerator galvanisch getrennt.

Bei der Schaltung nach Bild 1 erfolgt eine Linearisierung der Steuerspannung, indem für das Aufladen der Serienschaltung der Kondensatoren C_2 und C_3 zusätzlich zur Speisespannung eine im Verlauf der Ablenkzeit ansteigende Spannung aus der Endstufe geliefert wird. Das vermindert die Krümmung der Ladespannungskurve des Kondensators und bewirkt eine Annäherung an den gewünschten Verlauf. Die Zusatzspannung gelangt von dem Ausgang des Transformators der Endstufe über R_{14} und R_5 an die Kondensator-Serienschaltung.

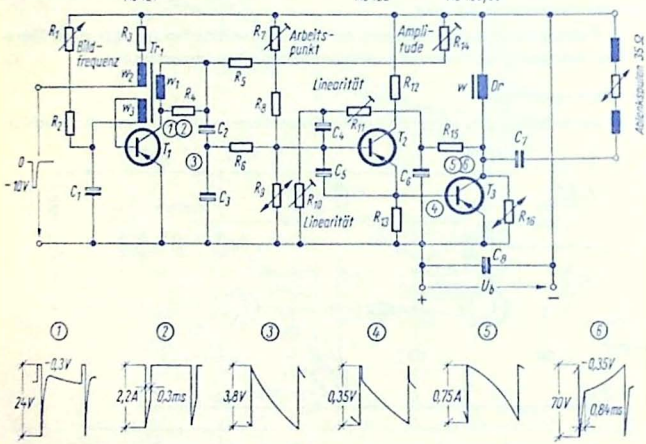


Bild 2

Zum Einstellen der Ablenk-Amplitude (entspricht der Bildhöhe) dient der Widerstand R_{14} mit dem in der Schaltung mit Transformator (Bild 1) der Wert der eben erwähnten Lade-Zusatzspannung und in der Schaltung mit Drossel (Bild 2) der Wert der Sperrschwinger-Speisespannung beeinflußt werden.

Die Treiberstufe

Dem Eingang der Treiberstufe liegen der Kondensator C_5 und die Serienschaltung von C_4 und R_{10} parallel. Der Wert des zum Aufladen der Kondensatoren dienenden Stromes nimmt während der Ablenkzeit ab. Damit wird ein gewisser Ausgleich für das Ansteigen des Basis-

stromes im Verlaufe der Ablenkzeit erreicht, d. h. die Belastung des Steuergenerators durch den Eingangswiderstand der Treiberstufe während der Ablenkzeit wird gleichmäßiger.

Weil die Kondensatoren C_4 und C_5 zu Beginn der Ablenkzeit einen besonders großen Ladestrom erfordern, bleibt der Treibertransistor T_2 in diesem Zeitpunkt praktisch noch gesperrt. Dadurch steigt der Basisstrom von T_2 nur allmählich an.

Auf diese Weise erhält man den gewünschten Verlauf des sägezahnförmigen Ausgangsstromes der Treiberstufe, mit dem der Endstufen-Transistor T_3 gesteuert wird.

Zwischen dem Collector des Endstufen-Transistors und der Basis des Treibertransistors liegt ein Gegenkopplungs-Netzwerk. Dieses besteht aus zwei Spannungsteilern. Der eine wird aus R_{15} und C_6 gebildet. An dessen Abgriff liegt der zweite, durch die Serienschaltung von R_{11} mit R_{10} dargestellte Spannungsteiler, an den die Basis des Treibertransistors über C_4 angeschlossen ist. An R_{10} (Bild 1) bzw. an R_{10} und R_{11} (Bild 2) wird die Linearität der Vertikalablenkung eingestellt.

Die Arbeitspunkte der Treiberstufe und der Endstufe können mit R_7 gemeinsam eingestellt werden (Gleichstromkopplung zwischen T_2 und T_3). Zum Stabilisieren gegen Temperaturschwankungen dient der Heißleiter R_9. Er muß so montiert werden, daß er mit dem Endstufen-Transistor guten Wärmekontakt hat.

Die Endstufe

Der Außenwiderstand des Transistors T_3 ist bei Drossel-Kopplung (Bild 2) durch das Zusammenwirken von Drosselspule und Ablenkspule gegeben. Er kann deshalb nicht mit beliebigen Widerständen der Ablenkspulen optimal gewählt werden. Bei Transformator-Kopplung (Bild 1) dagegen kann der optimale Wert des Außenwiderstandes durch Wahl des Übersetzungsverhältnisses mit beliebigen Widerständen der Ablenkspule erreicht werden.

Durch die Primärwicklung w_1 des Transformators Tr_2 fließt nicht nur der Magnetisierungsstrom, sondern auch der vom Endtransistor T_3 gelieferte Ablenkstrom.

Die Drossel dagegen wird im wesentlichen nur vom Magnetisierungsstrom durchflossen. Für gleichen Endstufen-Wirkungsgrad und gleiche Ablenkleistung kann deshalb der Drosselkern etwa zwei Größen kleiner gewählt werden als der Transformatorkern. Hier sind für Drossel und Transformator gleiche Kerne gewählt, womit sich für die Schaltung mit Drossel ein höherer Wirkungsgrad ergibt.

Die Schaltung mit Drosselkopplung (Bild 2) enthält zum Begrenzen der während des Rücklaufes am Endstufen-Transistor auftretenden Spannungsspitze einen VDR-Widerstand (R_{16}).

Bei der Schaltung mit Transformator-Kopplung (Bild 1) treten am Collector von T_3 keine schädlichen Spannungsspitzen auf, weil durch die Spannungsspitzen an der Ablenkspule das Transformator-Eisen in die Sättigung gesteuert wird.

Schaltteilliste zu		Bild 1	Bild 2
Widerstände			
R_1	Schicht-Drehwiderstand	500 Ω	500 Ω
R_2	Schichtwiderstand	1 kΩ	1 kΩ
R_3	Schichtwiderstand	390 Ω	390 Ω

		Bild 1	Bild 2
R_4	Schichtwiderstand	39 Ω	33 Ω
R_5	Schichtwiderstand	130 Ω	250 Ω
R_6	Schichtwiderstand	39 Ω	51 Ω
R_7	Einstellwiderstand	2,2 kΩ	2,7 kΩ
R_8	Schichtwiderstand	2,2 kΩ	2,7 kΩ
R_9	NTC-Widerstand B 8 320 07 P/150 E (Valvo)	150 Ω	150 Ω
R_{10}	Einstellwiderstand	68 Ω	50 Ω
R_{11}	Schichtwiderstand	220 Ω	Einstellwiderstand 330 Ω
R_{12}	Schichtwiderstand	1,2 kΩ	560 Ω
R_{13}	Schichtwiderstand	120 Ω	120 Ω
R_{14}	Einstellwiderstand	100 Ω	150 Ω
R_{15}	Schichtwiderstand	200 Ω	560 Ω
R_{16}	VDR-Widerstand, Dimensionierung so, daß Spannungsspitze $<$ 70 V		

Kondensatoren

C_1	Elektrolytkondensator	50 µF	6 V	50 µF	6 V
C_2	Elektrolytkondensator	500 µF	15 V	500 µF	15 V
C_3	Elektrolytkondensator	100 µF	6 V	100 µF	6 V
C_4	Elektrolytkondensator	250 µF	6 V	250 µF	6 V
C_5	Elektrolytkondensator	250 µF	6 V	250 µF	6 V
C_6	Elektrolytkondensator	25 µF	15 V	25 µF	15 V
C_7	Elektrolytkondensator	—		1000 µF	6 V

Transformatoren, Drossel

Tr_1	Kern M 20, Dynamoblech IV, wechselseitig geschichtet		
	w_1 66 Windungen	0,45 CuL	0,45 CuL
	w_2 75 Windungen	0,15 CuL	0,15 CuL
	w_3 88 Windungen	0,22 CuL	0,22 CuL
Tr_2	Kern EI 54, Dynamoblech IV, mit Luftspalt ca. 0,1 mm		
	w_1 260 Windungen	0,5 CuL	
	w_2 200 Windungen	0,5 CuL	
Dr	Kern EI 54, Dynamoblech IV, mit Luftspalt ca. 0,1 mm		
	∞		430 Windungen 0,5 CuL

Transistoren

T_1	Transistor	AC 124	AC 124
T_2	Transistor	AC 122	AC 122
T_3	Transistor	AD 138/50	AD 138/50

Spulenauslegung bezüglich Abbildungsschärfe

Große Abbildungsschärfe erfordert einen Leuchtfleck, der innerhalb des gesamten Bildfeldes Kreisform bei gleichbleibendem, kleinem Durchmesser hat.

Elliptische Abweichungen von der Kreisform des Leuchtflecks werden bei Fernsehwiedergabe — wegen der Ähnlichkeit der Zusammenhänge mit denen der Lichtoptik — **Astigmatismus** genannt. Dieser verringert die Abbildungsschärfe.

Ein anastigmatisch wirkendes Ablenken und damit das Aufrechterhalten der Kreisform des Leuchtfleckes setzt einen entsprechenden räumlichen Verlauf der Ablenkfelder voraus. So ein Verlauf läßt sich nur für zwei (an sich beliebige) Ablenkrichtungen erreichen.

Bild 1 zeigt ein Beispiel, in dem der Astigmatismus sowohl für die waagerechte wie auch für die senkrechte Richtung vermieden ist. Hierbei führt das Ablenkfeld, das die diagonale Ablenkung bewirkt, zu astigmatischen Fehlern: Der Leuchtfleck wird in diesem Fall in den Bild-Ecken auseinandergezogen.

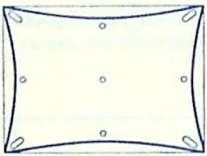


Bild 1

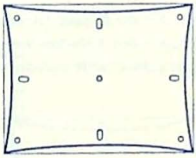


Bild 2

Bild 2 gibt ein Beispiel für das Vermeiden astigmatischer Fehler in den Rasterecken, d. h., in den Richtungen der beiden Diagonalen. Hierbei treten aber astigmatische Leuchtfleckfehler in waagerechter und senkrechter Richtung auf.

Kissenförmig verzerrtes Raster

Beide oben erwähnten Ablenkspulen-Auslegungen ergeben, wie die Bilder 1 und 2 erkennen lassen, außer den astigmatischen Leuchtfleckfehlern auch noch kissenförmige Rasterverzeichnungen.

Dabei ergibt die Auslegung, die zu den Leuchtfleckfehlern nach Bild 2 führt, die geringere Kissenverzeichnung.

Kissenentzerrung

Man muß für Schwarz-Weiß-Fernseh-Bildröhren die Raster-Verzeichnungen mit Dauermagnetfeldern kompensieren. Die Dauermagnete, mit denen man diese Felder bewirkt, sind einstellbar an der Ablenkeinheit angebracht. Es gibt grundsätzlich zwei Möglichkeiten für die Kissenentzerrung.

Die Kissenentzerrung kann mit Zurückschieben der Rasterecken vorgenommen werden. **(Bild 3.)** Hierfür muß die nicht entzerrte Ablenkamplitude größer eingestellt werden als bei Entzerrung durch seitlich angebrachte Magnete (siehe nächsten Abschnitt).

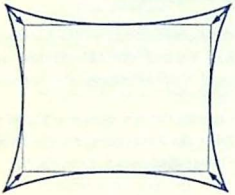


Bild 3

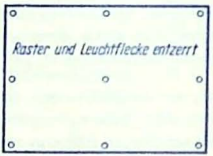


Bild 4

Durch diese Art der Kissenentzerrung kann bei einer Spulenauslegung gemäß Bild 1 der Astigmatismus in den Bildecken kompensiert werden. **Bild 4** stellt den Idealfall dar. Dabei ist eine gute Eckenschärfe vorhanden.

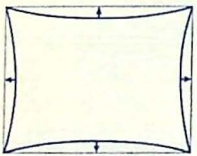


Bild 5

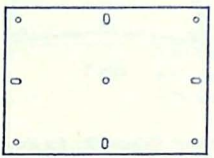


Bild 6

Bei einer Spulenauslegung bezüglich Astigmatismus gemäß Bild 2 würde sich bei Raster-Entzerrung mit Zurückschieben der Ecken jedoch zusätzlich zu dem Astigmatismus in horizontaler und vertikaler Richtung noch ein Astigmatismus in der Diagonalen ergeben. Diese Ausführung ist demnach ungeeignet.

Die gebräuchlichste Art der Kissenentzerrung ist die, bei der die Verzeichnungen kompensiert werden, indem das Bild mit Permanentmagnetfeldern dort auseinandergezogen wird, wo es eingebuchtet ist. **(Bild 5.)** So wird das Rechteck-Raster wieder hergestellt, der Astigmatismus allerdings nicht ganz beseitigt.

Für eine solche Seitenentzerrung ist ein Auslegen der Spulen bezüglich Astigmatismus nach Bild 2 am günstigsten. Wegen des kleineren Kissenfehlers bleibt die aufzubringende Entzerrungsfelddichte gering und die Bildpunktfehler (Unschärfe) sind in ihrer Gesamtheit genügend klein.

Bild 6 zeigt für diesen Fall die Fehlerfiguren der Bildpunkte nach der Kissenentzerrung mit Seitenmagneten.

Für eine Seitenentzerrung wäre eine entsprechend Bild 1 wirkende Ablenkeinheit ungeeignet: die astigmatischen Fleckfehler in den Ecken blieben voll bestehen und astigmatische Fehler an den Seiten kämen hinzu.

Kissenentzerrung bei der Ablenkeinheit AE 64/6

Diese Ablenkeinheit ist für Seitenentzerrung an allen vier Seiten ausgelegt. Das noch nicht kissenentzerrte Raster entspricht Bild 2. Zur Kissenentzerrung dienen hier vier Ferrit-Stabmagnete. Jeder dieser Dauermagnete ruht in einer Fassung, die mit dem Magneten in einer Bahn am konischen Teil des Spulenkorbes verschoben (Kissenentzerrung) und außerdem verdreht (Trapezentzerrung) werden kann **(Bild 7).** Die in diesem Bild eingetragenen Pfeile deuten die möglichen Bewegungsrichtungen an.

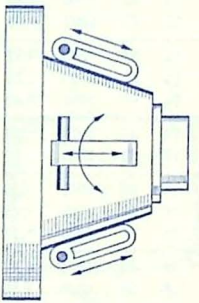


Bild 7

Gemäß der Stellungen der vier Dauermagnete werden deren Wirkungen auf das zu entzerrende Raster und damit das Ausmaß der Entzerrung beeinflußt. Beim Verschieben eines Magnethalters vom hinteren Anschlag aus nach vorn zum Bildschirm hin verwandelt sich auf der zum Magneten gehörenden Seite des Rasters die Kissenverzeichnung über die Entzerrung schließlich in eine Tonnenverzeichnung. Man bringt jeden Magneten in die Stellung, mit der das Entzerren erreicht wird und gleicht gegebenenfalls restliche Trapezfehler durch Verdrehen des Magneten mit seiner Fassung aus.

Die Magnethalter sind aufgrund einer zwischengelegten Blattfeder selbsthemmend und gestatten daher ein schnelles definiertes Einstellen. Die Ablenkeinheiten werden mit bereits vorjustierten Magneten geliefert.

Geschichtliche Entwicklung der Fernseh-Bildröhre

Jahr	Typ	Ablenkwinkel diagonal	Hochspannung kV	Diagonale cm	Schirmfläche cm^2	Diagonale/Länge	Aluminisierung	Ionenfalle	magn. Fokussierung	elektr. Fokussierung	Armierung	Schirmform	Seitenansicht Bild
1938	B 30 M 1[1])	60°	6	30	460	0,78	—	—	●	—	●	1	15
1951	B 35 A	70°	14	35	630	0,83	—	●	●	—	—	2	16
1953	MW 36—24	70°	12	36	700	0,85	—	●	●	—	—	2	17
	MW 36—29	70°	12	36	700	0,85	●	●	●	—	—	2	17
	MW 43—61[2])	70°	14	43	1000	0,89	—	●	●	—	—	3	18
1954	MW 43—61A[2])	70°	14	43	1000	0,89	●	●	●	—	—	3	18
	MW 43—64	70°	14	43	1000	0,89	—	●	●	—	—	3	18
	MW 43—69	70°	14	43	1000	0,89	●	●	●	—	—	3	18
1955	MW 53—20	70°	16	53	1700	0,92	●	●	●	—	—	5	19
	MW 53—80	90°	16	53	1700	1,05	●	●	●	—	—	5	20
	AW 43—20	70°	14	43	1000	0,93	●	—	—	●	—	4	21
1957	AW 43—80	90°	15	43	1000	1,08	●	●	—	●	—	4	22
	AW 53—80	90°	15	53	1700	1,10	●	●	—	●	—	5	23
1959	AW 43—88	110°	16	43	1000	1,35	●	—	—	●	—	4	24
	AW 53—88	110°	16	53	1700	1,42	●	—	—	●	—	5	25
	AW 61—88	110°	16	61	2200	1,51	●	—	—	●	—	6	26
1960	AW 43—89	110°	16	43	1000	1,57	●	—	—	●	—	4	27
	AW 59—90	110°	18	59	1800	1,56	●	—	—	●	—	8	28
1961	AW 47—91	110°	18	47	1100	1,56	●	—	—	●	—	7	29
1962	AW 59—91	110°	18	59	1800	1,65	●	—	—	●	—	8	30
	A 59—12W	110°	18	59	1800	1,65	●	—	—	●	●	9	31
1963	A 47—17W	110°	18	47	1100	1,55	●	—	—	●	●	10	32
1964	A 59—12W/2	110°	18	59	1800	1,65	●	—	—	●	●	11	33
1965	A 28—13W	90°	11	28	400	1,15	●	—	—	●	●	12	34
	A 65—11W	110°	18	65	2100	1,7	●	—	—	●	●	13	35
1966	A 63—11X	90°	24	63	2000	1,2	●	Farbe		●	●	14	36

[1]) Textilarmierung [2]) Frontplatte zylindrisch

Bild 1

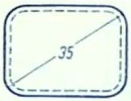


Bild 2

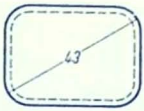


Bild 3

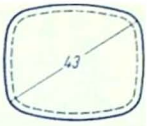


Bild 4

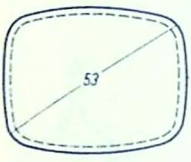


Bild 5

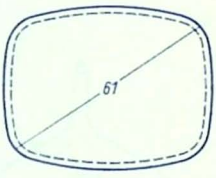


Bild 6

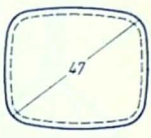


Bild 7

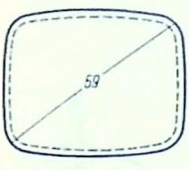


Bild 8

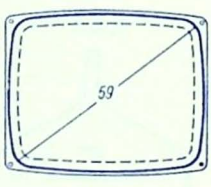


Bild 9

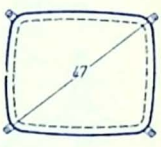


Bild 10

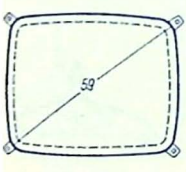


Bild 11

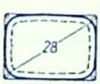


Bild 12

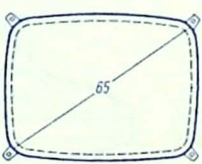


Bild 13

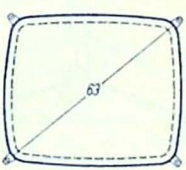


Bild 14

Bild 15

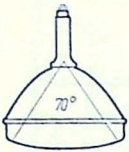


Bild 16

Bild 17

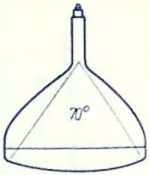


Bild 18

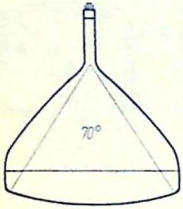


Bild 19

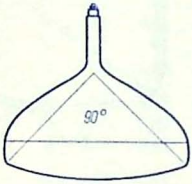


Bild 20

Bild 21

Bild 22

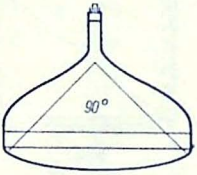


Bild 23

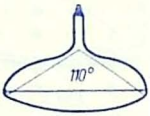


Bild 24

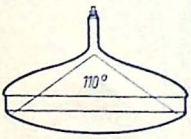


Bild 25

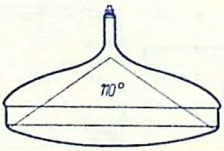


Bild 26

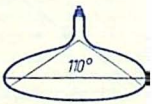


Bild 27

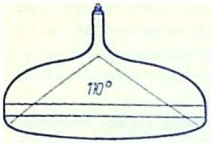


Bild 28

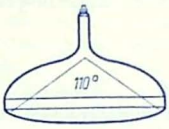


Bild 29

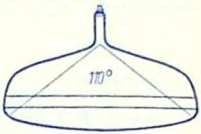


Bild 30

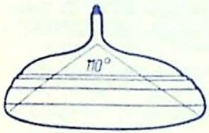


Bild 31

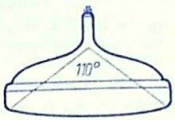


Bild 32

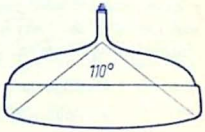


Bild 33

Bild 34

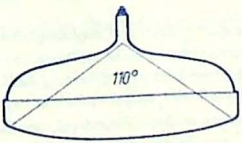


Bild 35

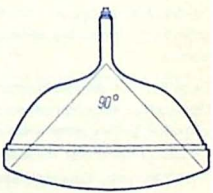


Bild 36

Heizstromzweig im Fernseh-Empfänger

Grundsätzliches

Der Heizstromzweig des Fernseh-Empfängers liegt üblicherweise an der Netzwechselspannung. Dabei sind die Heizfäden der Röhren mit einem Zweipol in Reihe geschaltet, an dem die überschüssige Spannung auftritt.

Die Netzspannung beträgt 220 V, 50 Hz und der Heizstrom, der die genannte Reihenschaltung durchfließt, für die üblicherweise verwendeten Röhren 300 mA.

Hieraus folgt für den Gesamtwiderstand bzw. für die Gesamt-Impedanz des Heizstromzweiges ein Wert von

$$\frac{220\,\text{V}}{0{,}3\,\text{A}} \approx 733\,\Omega$$

In Fernseh-Empfängern, die teilweise mit Transistoren bestückt sind, ist der Gesamtwiderstand der Reihenschaltung sämtlicher Heizfäden wesentlich geringer als 733 Ω. Deshalb muß hierbei in den Heizstromzweig ein Zweipol eingefügt werden, der den Strom im Heizstromzweig herabsetzt. Dafür kommen in Betracht:

ein Widerstand oder

ein Kondensator oder

eine Halbleiter-Diode, gegebenenfalls in Reihe mit einem Widerstand,

wenn man nicht für die Heizung einen Transformator verwenden will. Die zuletzt genannte Möglichkeit kann außer acht gelassen werden, weil die mit einem Transformator erreichbaren Vorteile die durch ihn bedingten zusätzlichen Kosten nicht aufwiegen. Diese Kosten betreffen den Transformator selbst, dessen Befestigung und gegebenenfalls Abschirmungen, die magnetisch beeinflußbare Teile des Fernsehgerätes vor der magnetischen Ausstreuung des Transformators schützen.

In der Booster-Diode des Fernseh-Empfängers tritt zwischen Kathode und Heizfaden impulsweise eine Spannung von etwa 6 kV auf. Bei dieser hohen Spannung können gelegentliche Überschläge zwischen Kathode und Heizfaden nicht völlig vermieden werden. Solche Überschläge sind für die Booster-Diode im allgemeinen unschädlich, da die Störstelle beim Überschlag normalerweise weggebrannt wird, was einer Selbstheilung gleichkommt.

Beim Entwurf des Heizstromzweiges muß jedoch auf das mögliche Auftreten derartiger Überschläge Rücksicht genommen werden, damit nicht als Folge der Überschläge Schäden auftreten. Im folgenden werden nach einer kurzen Erörterung des Überschlages zunächst die Ströme betrachtet, die aufgrund eines Überschlages fließen können, und dann die in den Heizstromzweig einzufügenden Zweipole — der Widerstand, der Kondensator sowie die Halbleiter-Diode — im Hinblick auf ihre Bemessung und auf die beim Überschlag möglichen Ströme behandelt.

Als Grundlage des Folgenden dient das **Bild 1.** Es enthält den Schaltplan des Heizstromzweiges mit der Boosterdiode, dem Gleichrichterteil und dem Boosterkreis. In Bild 1 sind alle für das Verständnis notwendigen Schaltelemente eingetragen. Die weiteren Bilder sind zur besseren Orientierung vereinfacht.

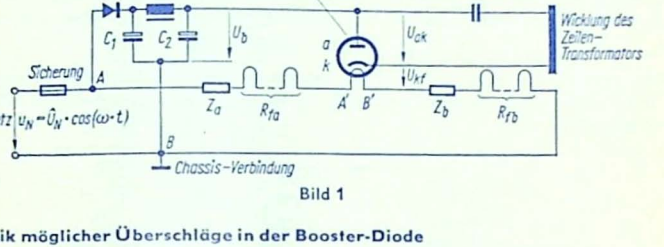


Bild 1

Physik möglicher Überschläge in der Booster-Diode

Falls es zum Überschlag zwischen Kathode und Heizfaden der Booster-Diode kommt, entsteht dort ein kleiner Lichtbogen. Dieser würde, falls nur die ihn zunächst verursachende Hochspannung allein vorhanden wäre, sofort wieder verlöschen, weil die Quelle dieser Hochspannung einen zu hohen Innenwiderstand (etwa 20 kΩ) hat und deshalb ihre abgebbare Leistung zu klein ist, um den Lichtbogen aufrecht zu erhalten. Untersuchungen haben ergeben, daß der Strom zum Aufrechterhalten des Lichtbogens wenigstens 1 A betragen muß. Ein solcher Strom könnte jedoch durch ungünstiges Bemessen des Heizstromzweiges zustande kommen.

Solange der Lichtbogen besteht, kann für den Durchlaßzustand der Booster-Diode (positive Anoden-Kathodenspannung) mit einer Anoden-Heizfaden-Spannung von ungefähr 50 V gerechnet werden. Hierbei fließen über die Booster-Diode zwischen Anode und Heizfaden zwei Ströme, nämlich ein Gleichstrom und ein Netzwechselstrom. Damit als Folge des Überschlags mit Sicherheit kein Schaden entsteht, muß der Gesamtstrom innerhalb einer Periode der Netzwechselspannung den kritischen Wert von rund 1 A unterschreiten, womit dann der Lichtbogen gelöscht ist.

Für die weiteren Betrachtungen wird angenommen, daß ein Lichtbogen zwischen der Kathode und dem Heizfaden der Booster-Diode entstanden ist. Deshalb brauchen der Booster-Kondensator und die Wicklung des Zeilentransformators hier nicht mehr berücksichtigt zu werden.

Zwei Voraussetzungen

Um die nachstehend gebrachten Überlegungen nicht unnötig zu komplizieren, wird vorausgesetzt:

- Ein zwischen Kathode und Heizfaden der Booster-Diode bestehender Lichtbogen entspricht einem völligen Kurzschluß zwischen diesen Teilen.
- Das Wechselstromnetz hat für Gleichstrom einen vernachlässigbaren Widerstand. Demgemäß werden die Punkte A und B in der Schaltung nach Bild 1 als für Gleichstrom netzseitig miteinander kurzgeschlossen betrachtet.

Die Überschlagstelle durchfließende Gleichströme

Die Gleichströme werden verursacht von der Spannung, die der Gleichrichterteil zur Verfügung stellt, d. h. von der Spannung U_b am Siebkondensator C_2 (siehe Bild 1).

Von der Spannung U_b kommt für die im Stromkreis liegenden Widerstände aber nur der Überschuß über die an der Diode auftretenden Spannung $U_{af} \approx 50$ V in Betracht. Das ist die Spannung der Anode a gegen die hier mit dem Heizfaden f kurzgeschlossene Kathode:

$$U_b - U_{af} \approx 250\ \text{V} - 50\ \text{V} = 200\ \text{V}$$

Die Werte der Spannungen U_b und U_{af} hängen zwar von den fließenden Strömen ab. Für die folgenden Betrachtungen wird zur Vereinfachung $U_b - U_{af}$ aber durchweg gleich 200 V gesetzt.

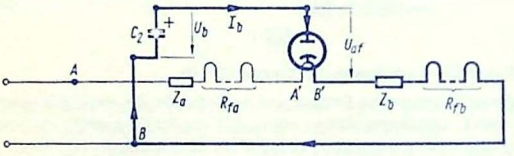


Bild 2

Entsprechend **Bild 2** gilt

$$I_b = \frac{U_b - U_{af}}{R_{b=} + R_{fb}}$$

mit

$R_{b=}$ Gleichstromwiderstand der Impedanz Z_b eines auf der einen Seite der Booster-Diode eingefügten Zweipols

R_{fb} Summe der Heizfaden-Widerstände der Heizfaden-Reihenschaltung auf dieser Seite mit dem einen Anteil des Heizfaden-Widerstandes der Booster-Diode

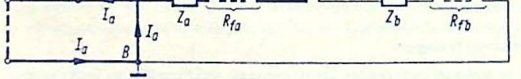


Bild 3

Mit der Annahme, daß das Wechselstromnetz einen vernachlässigbar kleinen Gleichstromwiderstand darstellt, gilt gemäß **Bild 3**

$$I_a = \frac{U_b - U_{af}}{R_{a=} + R_{fa}}$$

mit

$R_{a=}$ Gleichstromwiderstand der Impedanz Z_a eines auf der anderen Seite der Booster-Diode eingefügten Zweipols

R_{fa} Summe der Heizfadenwiderstände der Heizfaden-Reihenschaltung auf dieser Seite mit dem anderen Anteil des Heizfaden-Widerstandes der Booster-Diode

Die Überschlagstelle durchfließender Wechselstrom

Der Wechselstrom, der von der Netzwechselspannung bewirkt wird, durchfließt Z_a und R_{fa} und teilt sich dann in zwei Teile auf:

Der Teilstrom i_a fließt über die von der Gleichspannung U_b in Durchlaßrichtung vorgespannte Booster-Diode und den Kondensator C_2

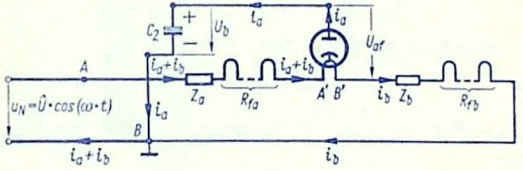


Bild 4

Der Teilstrom i_b schließt sich über Z_b und R_{fb} **(Bild 4).**

Sowohl der differentielle Durchlaßwiderstand der Diode wie auch der kapazitive Widerstand des Kondensators C_2 sind im allgemeinen klein gegen die Gesamt-Impedanz $Z_b + R_{fb}$ Deshalb darf man den Teilstrom i_b vernachlässigen. Im übrigen ist es zulässig, alle anderen Wechselstromwiderstände gegen $Z_a + R_{fa}$ zu vernachlässigen. So erhält man den die Überschlagstelle durchfließenden Wechselstrom:

$$i = i_a + i_b \approx i_a \approx \frac{u_N}{|Z_a + R_{fa}|}$$

worin $u_N = \hat{U} \cos(\omega \cdot t)$ der Augenblickswert der Netzwechselspannung ist.

Die Überschlagstelle durchfließender Gesamtstrom

Wie ein Vergleich der Bilder 2 ... 4 zeigt, ist der die Überschlagstelle durchfließende Gesamtstrom im einzelnen Zeitpunkt gegeben mit

$$I_a + I_b - i \approx I_a + I_b - i_a$$

Der Minimalwert dieses Stromes

$$i_{min} \approx I_a + I_b - i_a$$

muß den Wert von 1 A unterschreiten, damit der Lichtbogen an der Überschlagstelle verlischt. Mit den drei Stromwerten gilt

$$i_{min} \approx (U_b - U_{af}) \cdot \left[\frac{1}{R_{a=} + R_{fa}} + \frac{1}{R_{b=} + R_{fb}} \right] - \hat{u}_N \cdot \frac{1}{|Z_a + R_{fa}|}$$

Vorwiderstände im Heizstromzweig

Werden (reelle) Vorwiderstände im Heizstromzweig verwendet, dann gilt $Z_a = R_a = R_{a=}$ und $Z_b = R_b = R_{b=}$

Mit

$$\hat{u}_N = 220\ \text{V} \cdot \sqrt{2} \approx 310\ \text{V}$$

$$U_b - U_{af} \approx 200\ \text{V}$$

$$R_a + R_{fa} + R_b + R_{fb} \approx 733\ \Omega$$

ergibt sich

$$i_{min} \approx 200\ \text{V} \cdot \left[\frac{1}{R_a + R_{fa}} + \frac{1}{R_b + R_{fb}} \right] - 310\ \text{V} \cdot \frac{1}{R_a + R_{fa}}$$

$$= 200\ \text{V} \cdot \left[\frac{1}{R_b + R_{fb}} - \frac{0{,}55}{R_a + R_{fa}} \right]$$

wobei allerdings i_{min} nicht unter Null sinken kann, weil in der Booster-Diode nur für positive Werte des Gesamtstroms der Durchlaßzustand besteht. Zu $i_{min} \leq 1$ A gehört in diesem Sinn bei $R_a + R_{fa} + R_b + R_{fb} \approx 733\ \Omega$

$$1\ \text{A} \leq 200\ \text{V} \cdot \left[\frac{1}{R_b + R_{fb}} - \frac{0{,}55}{733\ \Omega - R_b - R_{fb}} \right]$$

Diese Beziehung ist erfüllt mit

$$R_b + R_{fb} \geq 170\ \Omega$$

Zur Begrenzung des maximalen Stromes, der die Überschlagstelle durchfließen kann, ist darüber hinaus ein Widerstand $R_a + R_{fa} \geq 80\ \Omega$ erforderlich.

Beim Einsatz von reellen Widerständen wird im Heizstromzweig des Fernseh-Empfängers — ungeachtet der Zahl der Transistorstufen, die anstelle von Röhrenstufen eingesetzt sind — eine Heizleistung von 220 V · 0,3 A = 66 W in Wärme umgesetzt. Falls die Heizfadenkette z. B. nur eine Spannung von 165 V benötigt, entfallen von den 66 W bereits 16,5 W auf den Gesamt-Vorwiderstand.

Deshalb verwendet man für gemischt bestückte Fernseh-Empfänger vorteilhaft anstelle der Vorwiderstände Kondensatoren bzw. Halbleiter-Dioden.

Kondensator im Heizstromzweig

Verwendet man für $Z_a + Z_b$ im Heizstromzweig den kapazitiven Widerstand eines Kondensators mit der Kapazität C, so gilt für die Netzwechselspannung 220 V, 50 Hz mit

733 Ω Gesamt-Impedanz des Heizstromzweiges und

R_f Gesamt-Widerstand der in Reihe liegenden Heizfäden

$$\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 50\ \text{Hz} \cdot C} = \sqrt{(733\ \Omega)^2 - R_f{}^2} \quad \text{oder} \quad C = \frac{4{,}35}{\sqrt{1 - \left(\frac{R_f}{733\ \Omega}\right)^2}}\ \mu\text{F}$$

Bild 5

Das bedeutet, wie **Bild 5** zeigt, Kapazitäten in der Größenordnung von 5 µF.

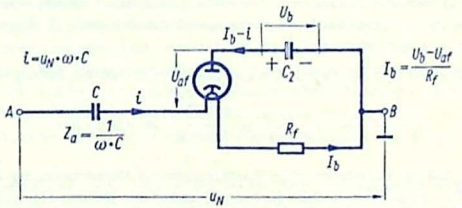


Bild 6

Versuche haben ergeben, daß es zulässig ist, den Kondensator als Zweipol Z_a **(Bild 6)** oder als Zweipol Z_b **(Bild 7)** einzusetzen, jedoch ist es vorteilhaft, einen mit dem Kondensator unmittelbar in Reihe liegenden Schutzwiderstand vorzusehen. In Bild 6 ist R_f gleichbedeutend mit R_{fb}, in Bild 7 mit R_{fa}

Der Minimalwert des Gesamtstromes beträgt in der Schaltung nach Bild 6

$$i_{min} = \frac{U_b - U_{af}}{R_f} - \hat{u}_N \cdot \omega C$$

Er ist für $U_b - U_{af} = 200\ \text{V}$ und $\hat{u}_N = 310\ \text{V}$ unter Berücksichtigung von Bild 5 kleiner als 1 A für $R_f \geq 150\ \Omega$. Diesen Wert muß man durch den Widerstand der Heizfadenkette (ohne Booster-Diode) und gegebenenfalls einen zusätzlichen ohmschen Widerstand verwirklichen.

Wie außerdem aus Bild 6 ersichtlich ist, muß der im Heizstromzweig liegende Kondensator beim Überschlag zwischen Kathode und Heizfaden der Booster-Diode eine Spannung von $U_b + \hat{u}_N - U_{af} \approx 500\ \text{V}$ aushalten.

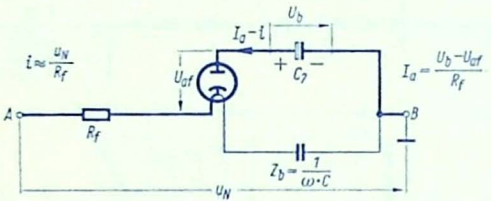


Bild 7

Der Minimalwert des Gesamtstromes beträgt in der Schaltung nach Bild 7

$$i_{min} = \frac{U_b - U_{af}}{R_f} - \hat{u}_N \cdot \frac{1}{R_f}$$

Mit $U_b - U_{af} = 200\ \text{V}$ und $\hat{u}_N = 310\ \text{V}$ folgt für i_{min} ein negativer Wert. Dieser kommt nicht zustande, weil für negative Werte des Gesamtstromes die Booster-Diode gesperrt ist. Jedoch sinkt der für die Durchlaßrichtung allein geltende Gesamtstrom bis auf Null ab. Der Lichtbogen verlöscht daher in der Schaltung nach Bild 7 mit Sicherheit.

In der Schaltung nach Bild 7 bedeutet ein Überschlag zwischen Kathode und Heizfaden der Booster-Diode keine zusätzliche Beanspruchung des Kondensators C. Es muß darauf geachtet werden, daß $R_f \geq 80\ \Omega$ ist.

Ein Kondensator von 5 µF stellt bei 50 Hz eine Reaktanz mit einem Betrag von

$$\frac{1}{5\ \mu\text{F} \cdot 2 \cdot \pi \cdot 50\ \text{Hz}} \approx \frac{10^6}{1570\ \text{S}} \approx 640\ \Omega \text{ dar.}$$

Das bedeutet, daß bei Verwenden eines Kondensators im Heizstromzweig der Heizstrom beim Einschalten trotz des niedrigen Kaltwiderstandes der Röhren-Heizfäden den Heizstrom-Betriebswert um kaum mehr als 10% übersteigt.

Der Oberwellen-Anteil der Netzwechselspannung ist so gering, daß die von diesen Oberwellen herrührende Heizstromerhöhung bedeutungslos bleibt.

Zum Entladen des Vorschalt-Kondensators C beim Ausschalten des Gerätes sollte man ihm einen Schichtwiderstand von etwa 100 kΩ parallelschalten.

Halbleiter-Diode im Heizstromzweig

Die Halbleiter-Diode läßt von dem sonst den Heizstromzweig durchfließenden Netz-Wechselstrom nur eine Halbwelle durch.

Für den Effektivwert $\widetilde{I}_{halb}$ des die Reihenschaltung einer Diode mit einem ohmschen Widerstand R durchfließenden Stromes gilt beim Anlegen einer zeitlich sinusförmig verlaufenden Wechselspannung mit einem Effektivwert von 220 V unter Vernachlässigung des Dioden-Durchlaßwiderstandes

$$\widetilde{I}_{halb} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\hat{u}_N}{R} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{220\ \text{V}}{R}, \text{ da hier } \hat{u}_N = \sqrt{2} \cdot 220\ \text{V ist.}$$

Hieraus folgt für den zum Heizen der Röhren erforderlichen Effektivwert $\widetilde{I}_{halb} = 0{,}3$ A der Widerstand $R = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{220\ \text{V}}{0{,}3\ \text{A}} \approx 520\ \Omega$.

Man beachte, daß in den Schaltungen mit Diode der über einen eventuell entstehenden Lichtbogen fließende Gleichstrom wegen des geringeren Gesamtwiderstandes (520 Ω gegen 733 Ω) einen höheren Wert haben kann als bei den anderen Schaltungen zum Einstellen des Heizstromes.

Grundsätzlich müssen beim Verwenden von Dioden folgende Punkte beachtet werden:

- Der maximale Strom muß durch einen ohmschen Widerstand begrenzt werden. Ein solcher Widerstand ist auch dann erforderlich, wenn die Halbleiter-Diode durch einen eventuell auftretenden Überschlag in der Booster-Diode in Sperrichtung gepolt wird.
- Der die Halbleiter-Diode passierende Strom hat einen Gleichstromanteil, so daß an den Kathoden gegen die Heizfäden Gleichspannungen entstehen, deren Polarität auf den beiden Seiten der Halbleiter-Diode entgegengesetzt ist.
- Die Halbleiter-Diode kann in den Schaltungen, bei denen sie durch einen Hochspannungs-Überschlag in der Booster-Diode in Sperrichtung gepolt wird (Bilder 8 und 9), gefährdet werden: Sofern durch die Halbleiter-Diode zu Beginn des Überschlages ein Durchlaß-Strom floß, wird durch den Überschlag die Stromrichtung in der Halbleiter-Diode umgekehrt und innerhalb weniger Mikrosekunden eine Sperrspannung an der Diode aufgebaut. Der Innenwiderstand der Booster-Diode beträgt während eines Überschlages etwa 25 Ω. Ohne einen Schutzwiderstand in Reihe sowie ohne einen Kondensator parallel zur Halbleiter-Diode würde deshalb während der Zeitspanne, in der die Sperrspannung aufgebaut wird, die Halbleiter-Diode hoch belastet, wodurch sie zerstört werden kann.
- Ein eventuell durch einen Überschlag in der Booster-Diode entstandener Lichtbogen muß mit Sicherheit innerhalb einer Periode der Netzwechselspannung gelöscht werden. Das wird im Folgenden für die verschiedenen Schaltungsmöglichkeiten (Bilder 8 ... 11) näher betrachtet.

In den Bildern 8 ... 11 bedeuten: R_a bzw. R_b die Summe der Heizfadenwiderstände und eines eventuell notwendigen zusätzlichen ohmschen Widerstandes zwischen Punkt A bzw. Punkt B und der Überschlagstelle am Heizfaden der Booster-Diode.

Die **Bilder 8 und 9** zeigen Schaltungen, in denen jeweils einer der beiden Gleichsiröme I_a bzw. I_b nicht zustande kommen kann, da für diesen Gleichstrom die Halbleiter-Diode in Sperrichtung gepolt ist.

In der Schaltung nach Bild 8 ist $I_a = 0$ und deshalb

$$I_a + I_b = I_b = (U_b - U_{af}) \cdot \frac{1}{R_b} \qquad \hat{i} \approx \hat{u}_N \cdot \frac{1}{R_a}$$

Wegen der Polung der Halbleiter-Diode gilt mit $\hat{u}_N = 310$ V und $U_b - U_{af} \approx 200$ V

$$i_{min} = (U_b - U_{af}) \cdot \frac{1}{R_b} - \hat{u}_N \cdot \frac{1}{R_a}$$

$$i_{min} \approx \frac{200\ \text{V}}{R_b} - \frac{310\ \text{V}}{R_a} \qquad \text{mit} \qquad R_a + R_b = 520\ \Omega$$

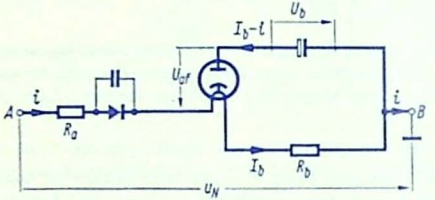


Bild 8

Hieraus ergibt sich: Damit $i_{min} \leq 1$ A muß R_b wenigstens 120 Ω betragen. Zu beachten ist, daß bei der Schaltung nach Bild 8 im ungünstigsten Fall, d. h. bei einem Hochspannungs-Überschlag zu dem Zeitpunkt, an dem die Netzwechselspannung ihren negativen Höchstwert erreicht, die Sperrspannung an der Halbleiter-Diode $U_b + \hat{u}_N - U_{af} \approx 500$ V beträgt.

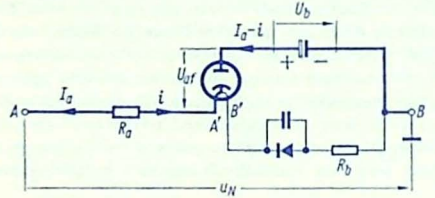


Bild 9

In der Schaltung gemäß **Bild 9** ist $I_b = 0$ und deshalb

$$I_a + I_b = I_a = (U_b - U_{af}) \cdot \frac{1}{R_a} \qquad \hat{i} \approx \hat{u}_N \cdot \frac{1}{R_a}$$

Da der Halbwellenstrom durch R_b vernachlässigt werden kann (siehe Text zu Bild 4), gilt:

$$i_{min} \approx (U_b - U_{af}) \cdot \frac{1}{R_a} - \hat{u}_N \cdot \frac{1}{R_a}$$

Mit den Werten

$$U_b - U_{af} \approx 200\ \text{V} \qquad \text{und} \qquad \hat{u}_N \approx 310\ \text{V}$$

wird damit in jedem Fall der kritische Wert $i_{min} = 1$ A unterschritten.

In den Schaltungen nach **Bild 10** und **Bild 11** ist die Halbleiter-Diode so gepolt, daß beide Gleichströme (I_a und I_b) fließen können und sie für einen eventuellen Hochspannungs-Überschlag in der Booster-Diode einen Kurzschluß darstellt.

Im Falle des Bildes 10 ergibt sich der minimale Strom während der durch die Bedingung $U_b - U_{af} - \hat{u}_N \cdot \cos \omega \cdot t < 0$ gegebenen Zeitspanne. Dabei kann nur der Strom I_b fließen, weil dann die Halbleiter-Diode in Sperrichtung gepolt ist. Es gilt somit

$$i_{min} = \frac{U_b - U_{af}}{R_b}$$

Für $i_{min} \leq 1$ A erhält man daraus $R_b \geq 200\ \Omega$.

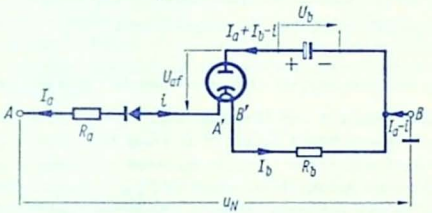


Bild 10

In der mit **Bild 11** gezeigten Schaltung handelt es sich dem Prinzip nach um dieselben Ströme wie in der Schaltung, für die Z_a und Z_b Wirkwiderstände sind (Bild 3 bzw. 4). Allerdings beträgt die Summe von R_a und R_b bei Bild 11 nicht 733 Ω, sondern 520 Ω.

$$1\ \text{A} \leq 200\ \text{V} \cdot \left| \frac{1}{R_b} - \frac{0{,}55}{520\ \Omega - R_b} \right|$$

Diese Beziehung ist erfüllt mit $R_b \geq 155\ \Omega$.

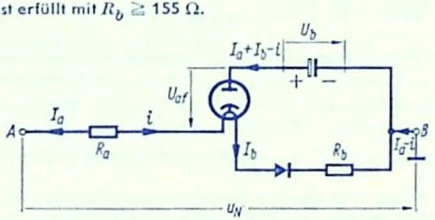


Bild 11

Die Anordnung der Halbleiter-Diode nach Bild 11 ist hinsichtlich Betriebssicherheit am günstigsten, weil die Halbleiter-Diode bei einem eventuell auftretenden Hochspannungs-Überschlag nicht gefährdet wird und die Gleichspannungswerte Kathode gegen Heizfaden bei den einzelnen Röhren in erträglichen Grenzen gehalten werden können.

Die Anordnung der Halbleiter-Diode nach Bild 9 ist dagegen weniger günstig wegen der Gefährdung der Halbleiter-Diode während der durch einen Hochspannungs-Überschlag erfolgenden Umpolung von Durchlaß auf Sperrung.

ZZ 1010, eine Spannungs-Stabilisator-Röhre mit Hilfsanode

Die in der Spannungs-Stabilisator-Röhre ZZ 1010 eingebaute Hilfsanode ermöglicht

- eine Kennlinie ohne fallenden Kennlinienteil, das heißt einen Betrieb der Röhre ohne Schwingneigung bei einer beliebig großen Kapazität parallel zur Hauptstrecke (Strecke Anode—Kathode)
- ein Zünden der Hauptstrecke, wenn beim Einschalten mit angeschlossener Last die Zündspannung U_{aZ} nicht erreicht wird, das heißt, wenn entsprechend Bild 1 gilt: $U_b - I_L \cdot R_v < U_{aZ}$ (U_b Speisespannung, I_L Laststrom, R_v Vorwiderstand)
- ein Vermeiden von Zündspannungs-Spitzen an der Hauptstrecke
- ein Vermeiden von Zündverzügen bei völliger Dunkelheit.

Schwingneigung bei Spannungs-Stabilisator-Röhren ohne Hilfsanode

Solche Röhren, deren Einsatz in der Schaltung **Bild 1** zeigt, haben einen Verlauf der I_a (U_a)-Kennlinie, wie er in **Bild 2** dargestellt ist. Diese Kennlinie steigt zunächst mit zunehmendem Wert des Anodenstroms I_a steil bis zur Anoden-Zündspannung U_{aZ} an, dann fällt sie bis zur minimalen Anoden-Brennspannung $U_{aB\,min}$ ab und steigt anschließend innerhalb des zum Stabilisieren ausgenützten Anodenstrom-Bereiches (Regelbereich) um den Betrag $\triangle U_{aB}$ an.

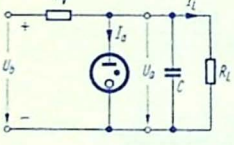


Bild 1

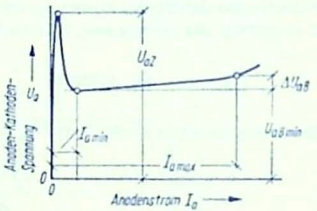


Bild 2

Im Bereich zwischen U_{aZ} und $U_{aB\,min}$ hat der differentielle Widerstand $\frac{dU_a}{dI_a}$ bis zu Frequenzen von einigen kHz negative Werte. Daraus folgt eine Schwingneigung der Schaltung nach Bild 1 für den Fall, daß parallel zur Hauptstrecke der Röhre zu große Kapazitäten wirksam sind.

Die maximal zulässigen Werte für die Parallelkapazitäten sind in den „Technischen Daten" angegeben. Sie liegen meistens unter 25 nF.

Spannungs-Stabilisator-Röhren ohne Hilfsanode können nur dann mit einer Parallelkapazität betrieben werden, deren Wert größer als der in den „Technischen Daten" angegebene Wert ist, wenn der entsprechende Kondensator erst nach Erreichen der Brennspannung U_{aB} parallel zur Röhre geschaltet wird.

Dabei muß man im Betrieb mit Anodenströmen arbeiten, die den zur minimalen Brennspannung $U_{aB\,min}$ gehörenden Anodenstrom $I_{a\,min}$ erheblich übersteigen. Andernfalls würden Kippschwingungen durch kurzzeitiges Zurückgehen der Netzspannung (Netzwischer) oder durch plötzlichen Anstieg des Laststromes I_L entstehen. Der untere Abschnitt des mit $I_{a\,min}$ und $I_{a\,max}$ gegebenen Anodenstrom-Regelbereiches kann dann also nicht ausgenützt werden.

Beseitigen der Schwingneigung mit der Hilfsanode bei der ZZ 1010

Die Hilfsanode wird über einen Vorwiderstand R_z an den Pluspol der Speisespannung U_b gelegt **(Bild 3)**. Die Zündspannung der Hilfsanoden-Kathoden-Strecke (Hilfsstrecke) beträgt maximal 120 V. Der Mindestwert $U_{b\,min}$ der Speisespannung U_b muß somit wenigstens gleich 120 V gewählt werden. Der Vorwiderstand R_z für die Hilfsstrecke, der möglichst unmittelbar an den Fassungskontakt der Hilfsanode gelötet werden soll, wird bemessen aufgrund der Beziehung

$$R_z = \frac{U_{b\,min} - 85\ \text{V}}{I_z}$$

worin 85 V die Brennspannung für die Hilfsstrecke und $I_z = (0{,}1 \ldots 0{,}2)$ mA den Hilfsanodenstrom bedeuten. Die Ladungsträger des Hilfsanodenstromes stehen teilweise für die Hauptstrecke zur Verfügung. Dadurch wird die Zündspannung der Hauptstrecke herabgesetzt.

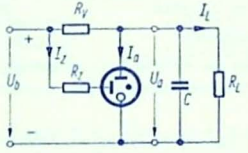


Bild 3

Anstelle des in Bild 2 dargestellten Zusammenhangs zwischen U_a und I_a ist ein Verlauf entsprechend **Bild 4** erreichbar. Darin fehlt der fallende Kennlinienteil, so daß keine negativen Werte des differentiellen Widerstandes auftreten. Auf diese Weise ist bei voll ausgenütztem Regelbereich ein schwingfreier Betrieb für beliebig große Kapazitäten parallel zur Hauptstrecke möglich.

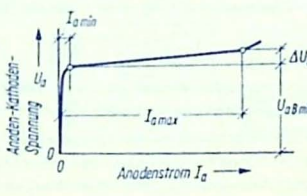


Bild 4

Auch bei kurzzeitigem Unterschreiten des unteren Grenzwertes $I_{a\,min}$ des Anodenstrom-Regelbereiches treten keine Schwingungen auf.

Kennlinien der ZZ 1010

In **Bild 5** ist der für die Spannungs-Stabilisator-Röhre ZZ 1010 bei einem Hilfsanodenstrom $I_z = 0{,}1$ mA geltende Zusammenhang zwischen Anodenspannung U_a und Anodenstrom I_a mit eingetragenen Streugrenzen dargestellt. Das **Bild 6** zeigt den Einfluß, den der Wert des Hilfsanodenstromes I_z im Bereich kleiner Werte des Anodenstromes auf diesen Zusammenhang hat.

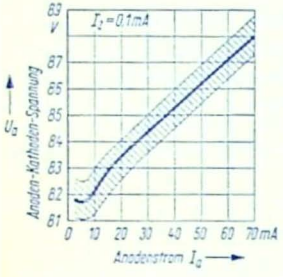


Bild 5

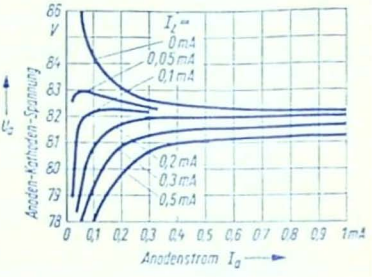


Bild 6

Weitere Eigenschaften der ZZ 1010

Die ZZ 1010 zeichnet sich aus durch

- nur geringe Änderungen der Anoden-Brennspannung während der Lebensdauer der Röhre: 0,3% für die ersten 300 Betriebsstunden und weitere 0,3 % für jeweils 10000 weitere Betriebsstunden
- nur geringe Werte der sich bei Anodenstrom-Änderungen infolge Last- oder Speisespannungs-Änderungen ergebenden Spannungssprünge: innerhalb des Strombereiches $I_a = 15$ mA ... 70 mA betragen diese Spannungssprünge max. 10 mV
- eine hohe kurzzeitige Überlastbarkeit ($I_{k\,max} = 200$ mA)
- gute mechanische Stabilität: bei Schüttelfrequenzen zwischen 20 Hz und 500 Hz verträgt die ZZ 1010 während einer Zeitspanne von 10 Stunden eine Beschleunigung von 10 g, wobei sich die Anoden-Brennspannung um nicht mehr als 10 mV ändert.

Verwendungs-Hinweise

Wie die sonstigen Spannungs-Stabilisator-Röhren darf auch die ZZ 1010 nur mit der vorgeschriebenen Polung (Anode positiv gegen Kathode) betrieben werden.

Bei falscher Polung ändern sich die Meß-Werte der Röhren schon bei kurzzeitigem Betrieb. Wird die Röhre mit nicht angeschlossener Hilfsanode betrieben ($I_z = 0$), dann darf die zur Hauptstrecke parallel liegende Kapazität maximal einen Wert von 25 nF haben.

Bei maximalem Anodenstrom $I_{a\,max}$ darf die Umgebungstemperatur $t_{amb} = 90\,^{\circ}$C nicht übersteigen.

Wechselspannungs- und Wechselstrom-Stabilisierungsschaltungen mit der Diode YA 1000

Übersicht

Es handelt sich hier um Schaltungen, mit denen der Effektivwert einer Wechselspannung bzw. eines Wechselstromes auf einem einstellbaren Sollwert gehalten wird. Die Schaltungen sind über Transformatoren an die Netz-Wechselspannung angeschlossen.

Zum Zwecke der Regelung wird ein Meß-Umformer (Diskriminator) benötigt, der ein Stellglied beeinflußt. Der Meß-Umformer muß eine Regelspannung liefern, die mit dem Betrag der zu regelnden Größe in einem eindeutigen Zusammenhang steht und muß mit dieser Regelspannung das Stellglied steuern.

Für das Prinzip, nach dem das Stellglied ausgeführt und angewendet wird, bestehen zwei Möglichkeiten:

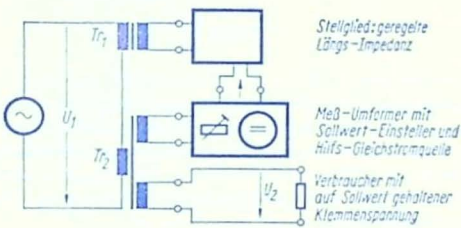


Bild 1

Man kann das Stellglied als steuerbare Vorschalt-Impedanz **(Bild 1)** ausbilden. Dabei wird jede Änderung des Effektivwertes der Verbraucherspannung U_2 mit einer gleichsinnigen Änderung des Betrages der Vorschalt-Impedanz weitgehend ausgeglichen.

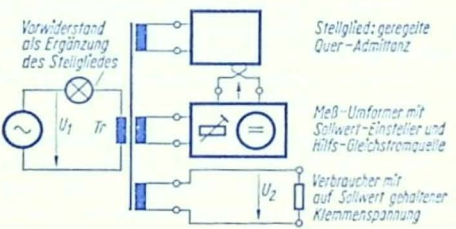


Bild 2

Man kann das Stellglied aber auch derart anordnen und steuern, daß es als steuerbare, zusätzliche Last wirkt **(Bilder 2 und 3)**. In diesem Fall wird es so beeinflußt, daß eine Ände-

rung des auf seinem Sollwert zu haltenden Effektivwertes der Wechselspannung U_2 bzw. des Wechselstromes I_2 eine gleichsinnige Änderung der Stellglied-Admittanz bewirkt. Hiermit wird in Verbindung mit einem nicht gesteuerten Vorwiderstand eine solche Änderung der Eingangsspannung des Netztransformators bewirkt, daß die Abweichungen von

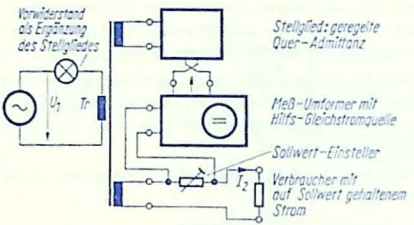


Bild 3

U_2 bzw. von I_2 vom eingestellten Sollwert klein bleiben. Als Vorwiderstand verwendet man, wie in den Bildern 2 und 3 angedeutet, zweckmäßigerweise eine Glühlampe. Diese unterstützt durch ihren stromabhängigen Innenwiderstand die Regelung. Der Glühfaden soll dabei so bemessen sein, daß er im Normalfall nur schwach glüht. Seine Wärmeträgheit soll so groß sein, daß sich der Glühfadenwiderstand während einer Wechselspannungsperiode nur wenig ändert.

Der Effektivwert-Diskriminator

Dieser Diskriminator (Meß-Umformer) hat den Zweck, aus dem Effektivwert der zu stabilisierenden Größe bzw. einer sich gleichsinnig mit ihr ändernden Spannung eine Stellglied-Steuerspannung abzuleiten. Als gesteuerte Stellglied-Bauelemente kommen Verstärkerröhren (Trioden bzw. Pentoden) in Betracht. Hierfür benötigt man als Steuerspannungen Gleichspannungen. Die steuernde Gleichspannung muß sich mit dem Betrag der zu stabilisierenden Größe eindeutig ändern. Im Sinne eines hohen Stabilisierungsgrades ist ein hoher Wert des Verhältnisses der Steuerspannungs-Änderung zur Änderung des Betrages der zu stabilisierenden Größe erwünscht.

Die genannten Forderungen werden mit einer an eine Hilfs-Gleichspannung gelegten Brückenschaltung erfüllt, in der (als Fühler) eine ihren Sättigungsstrom führende Hochvakuum-Diode als einer der vier Widerstände der Brückenschaltung eingefügt ist (**Bild 4**). Der Durchlaß-Leitwert der Diode D steigt mit der Heizfaden-Temperatur, die mit dem Heizstrom I_f und mit der Heizspannung U_f hinreichend genau festgelegt ist.

Die Brückenschaltung und die Hilfs-Gleichspannung werden so bemessen, daß die Spannung U_F bei Übereinstimmen der zu stabilisierenden Größe mit ihrem Sollwert einen Wert hat, der der negativen Steuergitter-Vorspannung der Regelröhren für einen mittleren

Arbeitspunkt entspricht. Der Richtungssinn der Stromänderung in diesen Röhren muß jedoch bei Regelschaltungen mit einer gesteuerten Vorschalt-Impedanz (Bild 1) umgekehrt sein gegenüber dem in einer Regelschaltung mit gesteuerter Zusatzlast (Bilder 2 und 3). Darauf ist beim Anschließen der Spannung U_F zwischen Steuergitter und Kathode der Regelröhren zu achten.

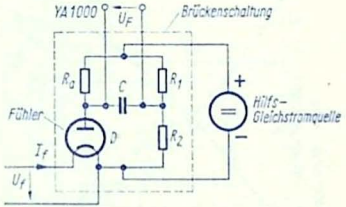


Bild 4

Als Diode wählt man einen direkt geheizten Typ mit Reinmetall-Kathode (**YA 1000**). Mit dieser Diode erreicht man eine gute Sättigung bei nicht zu hoher Diodenspannung bzw. zu geringer Heizleistung und damit auch eine gute Stabilität der Diodenwerte. Die Diodenspannung U_d soll etwa 300 V betragen.

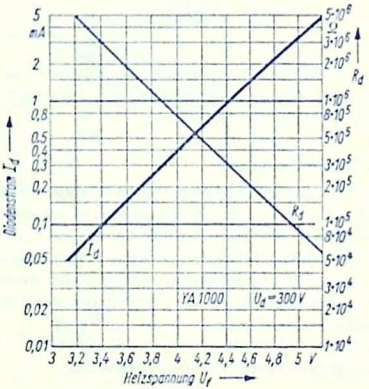


Bild 5

Hierzu gehören die in den **Bildern 5** und 6 gezeigten Zusammenhänge. Mäßige Abweichungen von U_d = 300 V sind auf den jeweiligen Diodenstrom von einem hier belanglo-

sen Einfluß. Für die Mitte des Regelbereiches von U_f bzw. I_f ergibt sich ein Dioden-Durchlaßwiderstand von ungefähr 750 kΩ. Dementsprechend wählt man für R_a, R_1 und R_2 ebenfalls Werte um 750 kΩ, wozu dann als Hilfsspannung an der Brückenschaltung 600 V gehören.

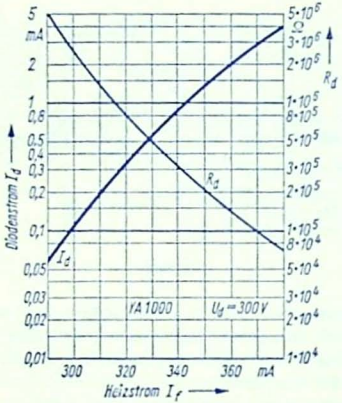


Bild 6

Mit dieser Bemessung ergibt sich z. B. für eine Änderung von $U_f = 0{,}1$ V bzw. von $I_f = 8$ mA (das entspricht einer Netzspannungsänderung von etwa 5,5 V bei 220 V Netzspannung) eine Änderung der Spannung U_F um 75 V.

Beispiele vollständiger Schaltungen

Die nachstehend gezeigten und beschriebenen Stabilisierungsschaltungen enthalten durchweg außer der Wechselstromquelle, die die Netzwechselspannung liefert, einen Netztransformator (bzw. zwei Netztransformatoren), ein Stellglied, das mit einer Röhre oder zwei Röhren bestückt ist (im jeweiligen Schaltplan oben), den Verbraucherstromkreis mit dem Lastwiderstand R_L (im jeweiligen Schaltplan unten), einen Meß-Umformer (Effektivwert-Diskriminator) gemäß Bild 4 sowie einen Einstellwiderstand R_S zum Einstellen des Sollwertes der zu stabilisierenden Größe.

Zwei Schaltungen mit gesteuerter Vorschalt-Impedanz

In der dem Bild 1 entsprechenden Schaltung nach **Bild 7** besteht die Vorschalt-Impedanz (das Längs-Stellglied) aus dem Netztransformator Tr_1 mit einer mittelangezapften Ausgangswicklung, zwei Dioden und einer Triode. Der Widerstand der Kathoden-Anoden-Strecke der Triode wird mittels der zwischen Steuergitter und Kathode angelegten Schiebespannung (Stellglied-Steuerspannung) U_F beeinflußt.

An dem Widerstand R_S stellt man U_F und damit den Anodenstrom der Triode auf einen mittleren Wert ein, mit dem sich für U_2 mit dem Nennwert von U_1 der Sollwert ergibt. Bei

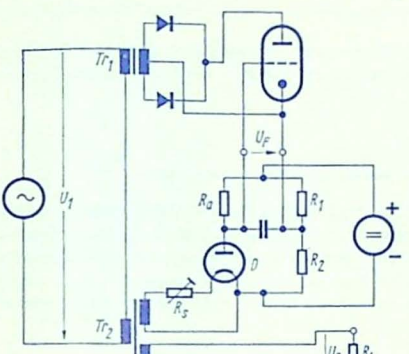


Bild 7

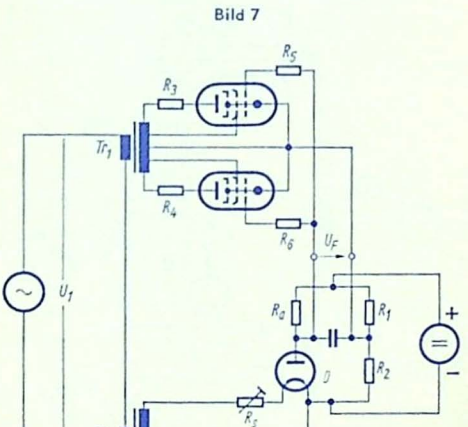


Bild 8

Ansteigen der Spannung U_1 nimmt auch die Dioden-Heizspannung zu. Deshalb sinkt der Dioden-Widerstand R_d ab. Hieraus folgt ein Ansteigen des Betrages der Spannung U_F

Damit wird der Anodenstrom der Triode gedrosselt. Dies bedeutet für den Transformator Tr_1 eine Entlastung. Also nimmt die Eingangs-Impedanz des Transformators Tr_1 zu. Das wirkt dem Einfluß des Anstieges der Spannung U_1 auf die Spannung U_2 entgegen.

In der Schaltung nach **Bild 8** sind die Funktionen der beiden zum Gleichrichten dienenden Dioden und der gesteuerten Triode von den zwei entsprechend gesteuerten Pentoden übernommen.

Zwei Schaltungen mit gesteuerter Quer-Admittanz

Die mit **Bild 9** veranschaulichte Schaltung ist gemäß Bild 2 aufgebaut. Stabilisiert wird die Verbraucherklemmenspannung U_2. In diesem Fall ist die Spannung U_F an die Steuergitter-Kathoden-Strecken der damit gesteuerten Röhren entgegengesetzt gepolt angelegt wie im Falle der Bilder 7 und 8. Diese entgegengesetzte Polung wird übrigens schon in dem Bild 2 mit der dort eingetragenen (in Bild 1 fehlenden) Überkreuzung angedeutet.

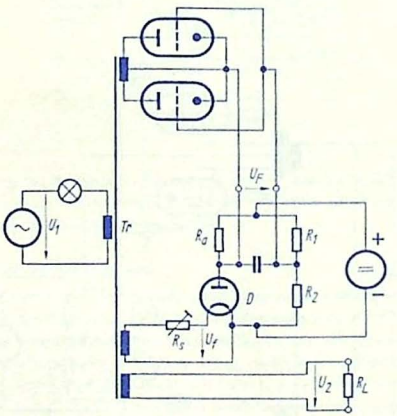


Bild 9

Die Spannung U_F muß in der Schaltung nach Bild 9 unter der Voraussetzung, daß die Spannung U_1 ihren Nennwert aufweist, einen positiven Wert haben, der der Spannung zwischen Kathode und Steuergitter der beiden Trioden für einen mittleren Anodenstrom

entspricht. Steigt die Spannung U_1 über ihren Nennwert an, so nimmt auch die Dioden-Heizspannung U_f zu und infolgedessen der Dioden-Durchlaßwiderstand ab. Damit verbunden ist ein Absinken des positiven Wertes der Spannung U_F. Dies bedeutet ein Verringern der negativen Steuergitter-Kathodenspannungen der zwei Trioden und deshalb einen höheren Strom sowohl in den Röhren wie auch in der sie speisenden Transformator-Ausgangswicklung. Der aus diesem Grunde erhöhte Transformator-Eingangsstrom bewirkt an der als Vorschaltwiderstand dienenden Glühlampe eine ebenfalls erhöhte Spannung. Um diese Spannungszunahme an der Glühlampe ist die Transformator-Eingangsspannung herabgesetzt. Damit wird der Einfluß des Anstieges der Spannung U_1 auf die Spannung U_2 sehr stark vermindert.

In der Schaltung nach **Bild 10**, die gemäß Bild 3 aufgebaut ist, handelt es sich um das Stabilisieren des Verbraucherstromes. Die Heizspannung der Diode D wird deshalb an einem von diesem Strom I_2 durchflossenen Widerstand abgegriffen, der auch zum Einstellen

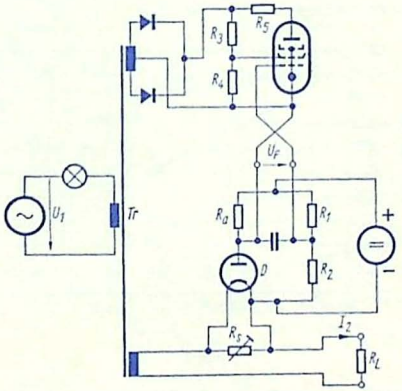


Bild 10

des Sollwertes von I_2 dient. Die Spannung U_F muß für den Nennwert der Spannung U_1 einen mittleren positiven Wert haben. Die beiden Dioden der Gleichrichter-Schaltung und die daran angeschlossene Pentodenschaltung arbeiten im Prinzip ebenso zusammen wie die zwei Trioden in der Schaltung nach Bild 9.

Lebensdauer-Untersuchungen an NSF-Tantalkondensatoren mit festen Elektrolyten

Grundlage

Die Untersuchungen gründen sich auf die Vorschriften MIL-C-26 655-A. Sie werden hiernach während einer Zeitspanne von jeweils 2000 Stunden durchgeführt, die anschließend auf 5000 Stunden ausgedehnt wurde

für eine Gruppe von Kondensatoren mit Nennspannung U_{Nenn} und einer Temperatur von 85°C, sowie

für eine zweite Gruppe von Kondensatoren mit $0{,}65 \cdot U_{Nenn}$ und einer Temperatur von 125°C,

wobei zwischen den zu prüfenden Kondensator und die zur Prüfung benutzte Gleichspannungsquelle mit konstanter Klemmenspannung ein bestimmter Widerstand als Schutz für den Kondensator eingefügt sein soll. Während man für den Betriebsfall dafür sorgt, daß dieser Schutzwiderstand je Volt Kondensator-Betriebsspannung wenigstens 3 Ω beträgt, verwendet man im Sinne einer Zeitraffung beim Prüfen niedrigere Werte, bei denen die Kondensatoren stärker beansprucht werden.

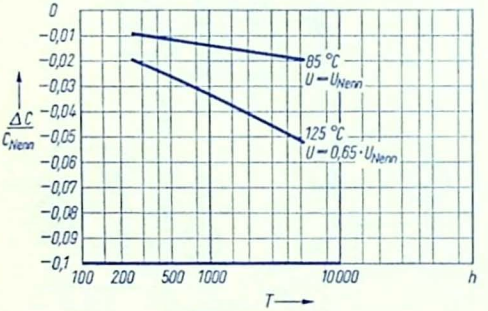


Bild 1

Bei 3 Ω Schutzwiderstand je Volt Kondensator-Gleichspannung und unter den oben genannten Bedingungen sind nach Ablauf von 2000 Stunden Prüfzeit zugelassen:

Kapazitätsänderungen	ΔC	bis zu	$-0{,}1 \cdot C_{Nenn}$
Verlustfaktoren	$\tan \delta$	bis zu	0,06
Restströme je µF und V	I_{Rest}	bis zu	$0{,}025 \frac{\mu A}{\mu F \cdot V}$

Die Werte von ΔC und $\tan \delta$ sind bei 25°C und 120 Hz zu messen. Die Prüfung erfolgt nach einer künstlichen Alterung, mit der Frühausfälle, d. h. Ausfälle nach kurzer Betriebszeit,

ausgeschieden werden. Die künstliche Alterung ist ein Vorgang, der so festgelegt ist, daß nur die Bauelemente, die latente Mängel haben, ausfallen, während Bauelemente ohne solche Mängel dabei nicht beschädigt werden.

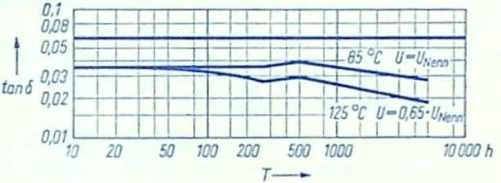


Bild 2

Ergebnisse

Bei nur 0,08 Ω ... 0,5 Ω Schutzwiderstand je Volt Kondensatorspannung für den Einzelkondensator und einer dementsprechenden Zeitraffung um 12 ... 4,5 ergab sich, daß die NSF-Tantalkondensatoren auch noch nach einer Prüfzeit von 5000 h statt 2000 h weit unterhalb der mit den Vorschriften MIL-C-26 655-A gezogenen Grenzen blieben. Die

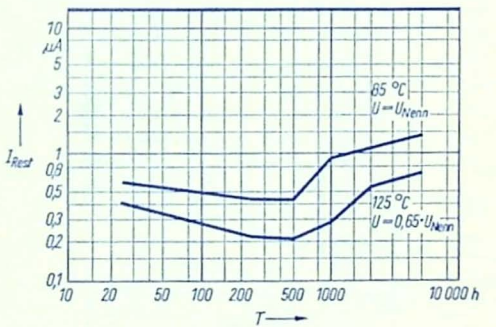


Bild 3

Bilder 1 ... 3 zeigen als Beispiel die Meßergebnisse an Kondensatoren mit $C = 15\ \mu F$ und $U_{Nenn} = 35$ V. In Bild 1 ist die relative Kapazitätsänderung ΔC, in Bild 2 der Verlustfaktor tan δ und in Bild 3 der Reststrom I_{Rest} in Abhängigkeit von der auf die Betriebszeit umgerechneten Meßzeit dargestellt. Dabei sind die einzelnen Meßpunkte geradlinig miteinander verbunden.

Kompensation von Änderungen der Eingangs-Admittanz bei Regelröhren

Die Abhängigkeit des Real- und Imaginärteiles der Eingangs-Admittanz von der Regelspannung

Die Verstärkung von Regelröhren setzt man herab, indem man ihre Steilheit durch Erhöhen der negativen Gittervorspannung vermindert. Dabei wird sowohl der Realteil wie auch der Imaginärteil der Eingangs-Admittanz kleiner.

Wegen der Änderung des Realteils der Eingangs-Admittanz, d. h. des Eingangsleitwertes g_{g1k} ändert sich die Bedämpfung des am Steuergitter der Röhre liegenden Eingangskreises.

Wegen der Änderung des Imaginärteiles der Eingangs-Admittanz bzw. der Eingangs-Kapazität c_{g1k} wird der am Steuergitter der Röhre liegende Eingangskreis verstimmt.

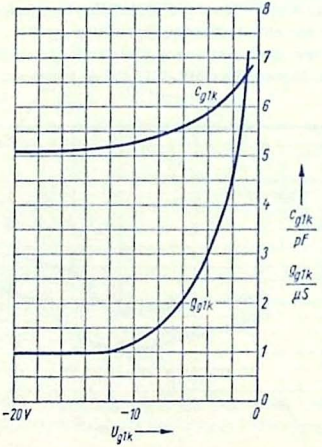


Bild 1

Bild 1 veranschaulicht die Zusammenhänge zwischen den Werten des Realteiles g_{g1k} der Eingangs-Admittanz sowie der Eingangskapazität c_{g1k} und dem Wert der Gleichspannung U_{g1k} des Steuergitters gegen die Kathode für die Röhre EAF 801 bei einer Frequenz $f = 10{,}7$ MHz.

Möglichkeit einer Kompensation

Die Änderungen der Eingangs-Admittanz in Abhängigkeit von der Regelspannung können mit einer Kombination aus einem Kathodenwiderstand $R_k = \frac{1}{G_k}$ und einem Kathodenkondensator C_k mit kleiner Kapazität herabgesetzt werden.

Für Frequenzen, bei denen $g_{g1k} \ll \omega \cdot c_{g1k}$ ist, wird zur Kompensation nur R_k ($C_k = 0$) benötigt.

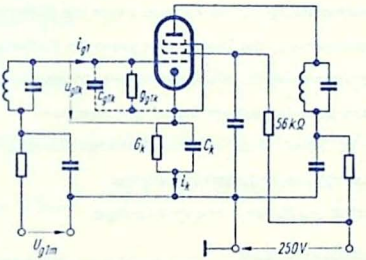


Bild 2

Bild 2 zeigt die hierzu gehörende Schaltung. Die Parallelschaltung von c_{g1k} und g_{g1k} stellt die Ersatzschaltung der Gitter-Kathoden-Strecke dar.

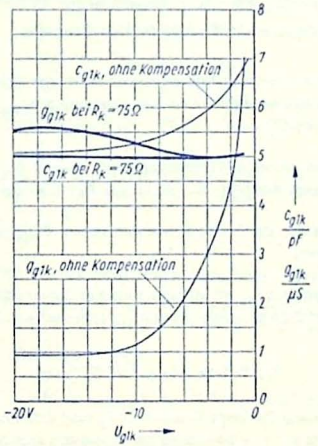


Bild 3

Durch R_k erfolgt eine Gegenkopplung, die wegen der kleinen Kapazität von C_k nicht aufgehoben wird. Dadurch wird die maximal mögliche Verstärkung herabgesetzt.

In **Bild 3** ist für die Röhre EAF 801 dargestellt, welche Kompensation mit $C_k = 0$ und $R_k = 75\ \Omega$ für 10,7 MHz erreicht werden kann.

Berechnen der Kathoden-Kombination

Es werden die im folgenden zusammengestellten Formelzeichen verwendet:

U_{g1k}	Gleichspannung des Steuergitters gegen die Kathode
u_{g1k}	Signalspannung des Steuergitters gegen die Kathode
u_{g1m}	Signalspannung des Steuergitters gegen Masse
i_{g1}	Steuergitter-Signalstrom, Signal-Eingangsstrom
c_{g1k}	für das Signal wirksame Gitter-Kathoden-Kapazität
C_k	Kapazität des Kathodenkondensators
g_{g1k}	Realteil der Röhren-Eingangs-Admittanz
$R_k = \frac{1}{G_k}$	Kathodenwiderstand
S_a	Anodenstrom-Steilheit für die Signalfrequenz
S_{g2}	Schirmgitterstrom-Steilheit für die Signalfrequenz
$S_k = S_a + S_{g2}$	Kathodenstrom-Steilheit für die Signalfrequenz

Die Berechnung beruht auf dem Gleichsetzen zweier Werte des Signal-Eingangsstromes i_{g1} für dieselbe am Eingangskreis auftretende Signalspannung u_{g1m} und weit voneinander abweichende Beträge von U_{g1k}

Das ist gleichbedeutend mit einer Übereinstimmung sowohl der Realteile wie auch der Imaginärteile der Eingangs-Admittanz für die beiden Beträge von U_{g1k}

Bei der Berechnung werden die für den hohen Betrag von U_{g1k} geltenden Formelzeichen mit einem Strich versehen.

Für den Signal-Eingangsstrom i_{g1} gilt mit dem zwischen Steuergitter und Kathode liegenden Anteil u_{g1k} der Signal-Eingangsspannung u_{g1m} entsprechend Bild 2:

$$i_{g1} = u_{g1k} \cdot (g_{g1k} + j \cdot \omega \cdot c_{g1k}) \qquad (1)$$

Der in der Kathodenleitung fließende Signalstrom i_k setzt sich zusammen aus dem durch die Steuerung der Röhre mit u_{g1k} bewirkten Anteil und aus dem Strom i_{g1}:

$$i_k = u_{g1k} \cdot S_k + i_{g1} = u_{g1k} \cdot (S_k + g_{g1k} + j \cdot \omega \cdot c_{g1k}) \qquad (2)$$

Nun muß die Teilspannung u_{g1k} durch die Signal-Eingangsspannung u_{g1m} ausgedrückt werden.

Mit Hilfe der zweiten Kirchhoffschen Regel (Maschenregel) erhält man:

$$u_{g1m} = u_{g1k} + \frac{i_k}{G_k + j \cdot \omega \cdot C_k}$$

und daraus mit Gleichung (2)

$$u_{g1k} = u_{g1m} \cdot \frac{G_k + j \cdot \omega \cdot C_k}{G_k + j \cdot \omega \cdot C_k + S_k + g_{g1k} + j \cdot \omega \cdot c_{g1k}} \tag{3}$$

Aus den Gleichungen (1) und (3) bekommt man schließlich für die Gleichspannung U_{g1k}:

$$i_{g1} = u_{g1m} \cdot \frac{(G_k + j \cdot \omega \cdot C_k) \cdot (g_{g1k} + j \cdot \omega \cdot c_{g1k})}{G_k + j \cdot \omega \cdot C_k + S_k + g_{g1k} + j \cdot \omega \cdot c_{g1k}}$$

Durch entsprechende Ableitung erhält man den Strom i_{g1}' bei der Gleichspannung U_{g1k}'

$$i_{g1}' = u_{g1m} \cdot \frac{(G_k + j \cdot \omega \cdot C_k) \cdot (g_{g1k}' + j \cdot \omega \cdot c_{g1k}')}{G_k + j \cdot \omega \cdot C_k + S_k' + g_{g1k}' + j \cdot \omega \cdot c_{g1k}'}$$

Aus $i_{g1} = i_{g1}'$ folgt

$$\frac{g_{g1k} + j \cdot \omega \cdot c_{g1k}}{G_k + j \cdot \omega \cdot C_k + S_k + g_{g1k} + j \cdot \omega \cdot c_{g1k}} =$$

$$= \frac{g_{g1k}' + j \cdot \omega \cdot c_{g1k}'}{G_k + j \cdot \omega \cdot C_k + S_k' + g_{g1k}' + j \cdot \omega \cdot c_{g1k}'}$$

oder ausmultipliziert:

$$\begin{aligned} &(G_k + S_k') \cdot g_{g1k} + j \cdot \omega \cdot (C_k \cdot g_{g1k} + G_k \cdot c_{g1k} + S_k' \cdot c_{g1k}) - \omega^2 \cdot C_k \cdot c_{g1k} = \\ &= (G_k + S_k) \cdot g_{g1k}' + j \cdot \omega \cdot (C_k \cdot g_{g1k}' + G_k \cdot c_{g1k}' + S_k \cdot c_{g1k}') - \omega^2 \cdot C_k \cdot c_{g1k}' \end{aligned} \tag{4}$$

Aus den Realteilen von Gleichung (4) folgt

$$G_k \cdot (g_{g1k} - g_{g1k}') - \omega^2 \cdot C_k \cdot (c_{g1k} - c_{g1k}') = S_k \cdot g_{g1k}' - S_k' \cdot g_{g1k} \tag{5}$$

Aus den Imaginärteilen von Gleichung (4) folgt

$$G_k \cdot (c_{g1k} - c_{g1k}') + C_k \cdot (g_{g1k} - g_{g1k}') = S_k \cdot c_{g1k}' - S_k' \cdot c_{g1k} \tag{6}$$

Aus den Gleichungen (5) und (6) erhält man

$$G_k = \frac{(g_{g1k} - g_{g1k'}) \cdot (g_{g1k'} \cdot S_k - g_{g1k} \cdot S_{k'}) + \omega^2 \cdot (c_{g1k} - c_{g1k'}) \cdot (c_{g1k'} \cdot S_k - c_{g1k} \cdot S_{k'})}{(g_{g1k} - g_{g1k'})^2 + \omega^2 \cdot (c_{g1k} - c_{g1k'})^2} \tag{7}$$

$$C_k = \frac{(g_{g1k} - g_{g1k'}) \cdot (c_{g1k'} \cdot S_k - c_{g1k} \cdot S_{k'}) - (c_{g1k} - c_{g1k'}) \cdot (g_{g1k'} \cdot S_k - g_{g1k} \cdot S_{k'})}{(g_{g1k} - g_{g1k'})^2 + \omega^2 \cdot (c_{g1k} - c_{g1k'})^2} \tag{8}$$

Für Frequenzen, bei denen $g_{g1k} \ll \omega \cdot c_{g1k}$ ist, vereinfachen sich die Gleichungen (7) und (8):

In den Ausgangsgleichungen (1), (2) und (3) kann dann überall g_{g1k} gegen $\omega \cdot c_{g1k}$ vernachlässigt werden. Errechnet man die Werte von G_k und C_k mit den so entstehenden Näherungs-Gleichungen, dann erhält man:

$$G_k \approx \frac{c_{g1k'} \cdot S_k - c_{g1k} \cdot S_{k'}}{c_{g1k} - c_{g1k'}}$$

und $C_k \approx 0$ für $g_{g1k} \ll \omega \cdot c_{g1k}$

Zahlenbeispiel für $g_{g1k} \ll \omega \cdot c_{g1k}$

Für die Röhre EAF 801 wurden bei 10,7 MHz gemessen:

U_{g1k}	= −2 V	$U_{g1k'}$	= −14 V
S_k	= 4,1 mA/V	$S_{k'}$	= 0,5 mA/V
g_{g1k}	= 4,5 µS	$g_{g1k'}$	= 0,9 µS
c_{g1k}	= 6,4 pF	$c_{g1k'}$	= 5,1 pF

und errechnet

$$\omega \cdot c_{g1k} = 430\ \mu S \qquad \omega \cdot c_{g1k'} = 343\ \mu S$$

Es gilt also $g_{g1k} \ll \omega \cdot c_{g1k}$ und $g_{g1k'} \ll \omega \cdot c_{g1k'}$

Deshalb können die vereinfachten Gleichungen zum Berechnen von C_k und G_k verwendet werden:

$$C_k \approx 0$$

$$G_k \approx \frac{5{,}1\ \text{pF} \cdot 4{,}1\ \text{mS} - 6{,}4\ \text{pF} \cdot 0{,}5\ \text{mS}}{6{,}4\ \text{pF} - 5{,}1\ \text{pF}} = 13{,}6\ \text{mS}$$

$$R_k = \frac{1}{G_k} \approx 74\ \Omega$$

Mit $R_k = 75\ \Omega$ sind die Kurven von Bild 3 ermittelt.

Bestimmen der Transistor-Rückwirkungs-Admittanz im Bereich von 30 MHz ... 150 MHz

Übersicht

Das hier beschriebene Verfahren ermöglicht ein Bestimmen der Rückwirkungs-Admittanz y_r von Transistoren in allen drei Grundschaltungen nach Real- und Imaginärteil mit einer Brückenschaltung. Zum Bestimmen des Realteiles dient dabei ein Drehwiderstand und zum Ermitteln des Imaginärteiles ein Drehkondensator. Zum Eichen der Brückenschaltung

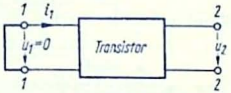


Bild 1

genügt je ein Normal für den Realteil und für den Imaginärteil. Aufgrund der Definition $y_r = y_{12} = \left(\frac{i_1}{u_2}\right)_{u_1 = 0}$ mit den Zählrichtungen für i_1 und u_2 gemäß **Bild 1** sind die mit einem negativen Vorzeichen versehenen Meßwerte direkt gleich den Werten von $y_r = g_r + j \cdot b_r$

Wirkungsweise der Brückenschaltung

Die in **Bild 2** vereinfacht dargestellte Brückenschaltung stellt eine Abwandlung der normalen Wheatstone-Brücke für Wechselstrom dar. Sie ist geeignet für das Bestimmen von besonders kleinen Wirkleitwerten, wie sie bei y_r in Frage kommen. Der Brückenabgleich erfolgt getrennt bzw. unabhängig voneinander für den Realteil und für den Imaginärteil. Voraussetzung für das Verwenden der Brücke ist eine erdsymmetrische Einspeisung an den Punkten A und B und damit Gleichheit der Spannungen u_{AM} und u_{MB}.

Brückengleichgewicht besteht, wenn die Spannung $u_{EM} = 0$ ist. Das ist der Fall, wenn die Summe der in den Punkt E hineinfließenden Ströme gleich Null ist. Daraus folgt die Bedingung

$$u_{AM} \cdot j \cdot \omega \cdot C_3 - u_{MB} \cdot j \cdot \omega \cdot C_4 - u_{MB} \cdot y_x + \frac{\Delta u}{R_8} = 0$$

Dabei ist Δu die mit dem Drehwiderstand R_7 einstellbare Spannung am Schleifer von R_7 gegen Masse und $u_{AM} = u_{MB} = u$.

Nach Division der Gleichung durch u und Aufteilen in Realteile und Imaginärteile folgt daraus:

$$\frac{\Delta u}{u} \cdot \frac{1}{R_8} = g_x$$

und

$$\omega C_3 - \omega C_4 = b_x = \omega C_x$$

bzw.

$$C_3 - C_4 = c_x$$

Man erkennt, daß mit dieser Brückenschaltung der Abgleich von Realteil und Imaginär-

teil unabhängig voneinander möglich ist und daß auch mit kleineren Werten von R_8 kleine Werte von g_x abgleichbar sind, im Grenzfall sogar $g_x = 0$ für $\Delta u = 0$.

Die untere Grenze für die Messung von g_x ist nur durch die Empfindlichkeit der Anzeige gegeben. Der Wert von C_4 richtet sich nach der Größenordnung von c_x für einen gegebenen Variationsbereich von C_3. Der Kondensator C_4 kann deshalb auch weggelassen werden, wenn c_x im Variationsbereich von C_3 liegt. Er ist nur nötig, wenn c_x kleiner als $C_{3\,min}$ ist.

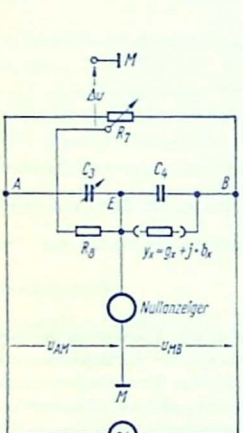


Bild 2

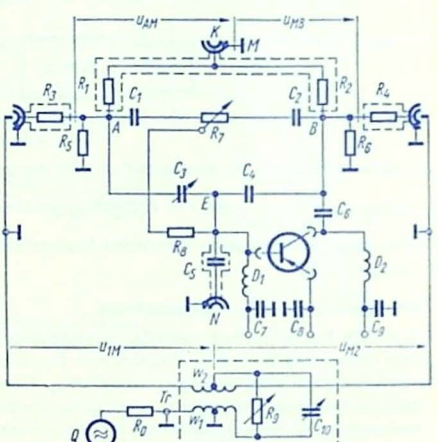


Bild 3

Schaltung der Brücke

Bild 3 zeigt die vollständige Schaltung. Sie enthält:

- die eigentliche Brückenschaltung entsprechend Bild 2, bestehend aus R_7, R_8, C_3, C_4 und der Rückwirkungsadmittanz y_r des zu untersuchenden Transistors. Durch Wahl von $R_8 = 1$ kΩ sind damit reelle Leitwerte von 0 ... 1 mS und durch Wahl von $C_4 = 3$ pF und $C_3 = 2 \ldots 7$ pF Kapazitäten von 0 ... 4 pF meßbar.

Außerdem enthält die Schaltung die für das Verwenden der Brücken zum Messen von y_r notwendigen Ergänzungen:

- den Hf-Generator Q (Ausgangswiderstand $R_0 \approx 60\,\Omega$, Urspannung $u_0 \approx 2$ V)
- den Hf-Transformator Tr, mit dem die einander nach Betrag und Phase angenähert gleichen Hf-Spannungen u_{1M} und u_{M2} aus der Generatorspannung gewonnen werden,

- das aus R_9 und C_{10} bestehende Glied, mit dem die Symmetrie der Spannungen u_{AM} und u_{MB} genau eingestellt werden kann,
- die aus R_3 und R_5 bzw. aus R_4 und R_6 bestehenden Spannungsteiler, an denen die Spannungen u_{AM} und u_{BM} abgegriffen werden. Damit werden die Quellwiderstände für diese beiden Spannungen auf so niedrige Werte gebracht, daß die mit R_9 und C_{10} eingestellte Symmetrie weder von den Werten des zu prüfenden Transistors noch von dem Brückenabgleich nennenswert beeinflußt wird,
- die Widerstände R_1 und R_2, die einen zusätzlichen Brückenzweig darstellen, mit dem der exakte Abgleich $u_{AM} = u_{MB}$ kontrolliert werden kann,
- die Kondensatoren C_1, C_2, C_5 und C_6 zum Sperren des Gleichstromes.

Eichen der Schaltung

Wie bereits erwähnt, soll die Schaltung so geeicht werden, daß hierfür lediglich je ein Normal für den reellen Leitwert (Messung von g_r) und für die Kapazität (Messung von c_r) notwendig sind. Die Normale sind dabei so zu wählen, daß sie etwa den Meßbereichsenden von Realteilskala und Imaginärteilskala bzw. Kapazitätsskala entsprechen.

Zusätzlich wird der Verlauf der Spannung u_{EM} des Punktes E gegen Masse ohne Prüfling in Abhängigkeit einerseits vom Drehwinkel α_G an R_7 und andererseits in Abhängigkeit vom Drehwinkel α_C an C_3 benötigt, wobei man jeweils auf Spannungsminimum durch entsprechendes Einstellen des Imaginärteils (bei der Messung in Abhängigkeit von α_G) bzw. des Realteiles (bei der Messung in Abhängigkeit von α_C) abgleicht.

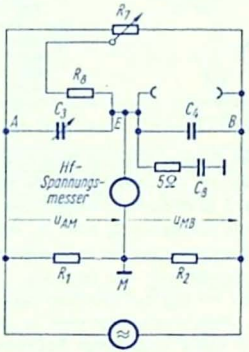


Bild 4

Es wird nicht die Leerlaufspannung u_{EM0} sondern eine dem Kurzschlußstrom i_{EMk} proportionale Spannung benötigt. Man legt deshalb zwischen die Punkte E und M bzw. die entsprechenden Anschlüsse der Transistorfassung einen Widerstand, der klein ist gegen die Ausgangs-Impedanz der Brücke zwischen E und M und der somit den Punkt E (über den Kondensator C_8) mit der Masse verbindet (Bild 4).

Wählt man für den Widerstand einen zu hohen Wert, so können Eichfehler entstehen, weil dann die Brücken-Ausgangs-Impedanz zwischen E und M nicht mehr vernachlässigbar gegenüber diesem Widerstand ist. Mit einem zu geringen Wert fielen die Spannungswerte für die Messung zu klein aus. Ein Widerstandswert von rund 5 Ω ist ein hierfür günstiger Kompromiß. Allgemein gilt als Bemessungsvorschrift für diesen Widerstand, daß sein Wert so zu wählen ist, daß die Indikatorspannung u_{EM} bei der Eichung nicht größer als $\frac{1}{50} \cdot u$ wird.

Die Beträge der Eichspannungen u_{EMC} und u_{EMG} trägt man als Funktionen von α_G bzw. α_C linear auf **(Bilder 5 und 6)**. Dabei kommt es nicht auf die Höhe der Spannungswerte, sondern auf deren Verlauf an, wobei während des Eichvorgangs die Brückenspeisespannung konstant gehalten werden muß.

Bild 5

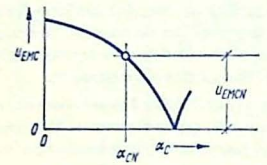


Bild 6

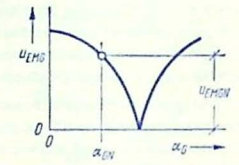


Bild 7

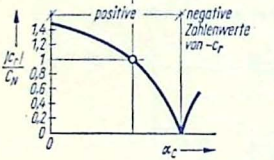
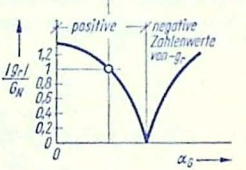


Bild 8



Man legt nun zwischen die den Punkten E und B (Bild 3) entsprechenden Anschlüsse der Transistorfassung nacheinander die Normale G_N (für die Messung von g_r) sowie C_N (für die Messung von c_r), wobei der 5 Ω-Widerstand eingeschaltet bleibt.
Hiermit gleicht man jeweils die Brücke an C_3 bzw. R_7 auf den Ausschlag Null des HF-Spannungsmessers ab und entfernt dann aus der so abgeglichenen Brücke, ohne an deren Abgleich etwas zu ändern, die Normale G_N bzw. C_N. An dem HF-Spannungsmesser ergibt sich so bei der Eichung mit C_N ein Ausschlag u_{EMCN} und bei der Eichung mit G_N ein Ausschlag u_{EMGN}. Diese Werte trägt man in die Bilder 5 und 6 ein. Daraus folgen die in den **Bildern 7** und 8 enthaltenen Teilungen der senkrechten Achsen. So ergeben sich die Bilder 7 und 8 als die zur Brücke gehörenden Eichkurven, die man als Grundlage für die Skalenteilungen von C_3 und R_7 verwenden kann.
Nach Abschluß der Eichung entfernt man den 5 Ω-Widerstand aus der Brücke.

Meßvorgang

Man setzt den zu untersuchenden Transistor in die Schaltung ein, speist ihn betriebsmäßig über die drei Anschlüsse, an denen die Kondensatoren C_7, C_8 und C_9 liegen, und setzt den

Hf-Generator in Betrieb. Nun legt man den Null-Anzeiger an die in Bild 3 oben eingetragene Buchse K und stellt die angezeigte Spannung mit Hilfe von R_9 sowie C_{10} auf den Wert Null, d. h. man gleicht auf genaue Symmetrie von u_{AM} und u_{MB} ab. Danach schließt man den Nullanzeiger an die in Bild 3 unten eingezeichnete Buchse N an und gleicht mit C_3 sowie mit R_7 auf den Wert Null der nun angezeigten Spannung ab. Ist das geschehen,

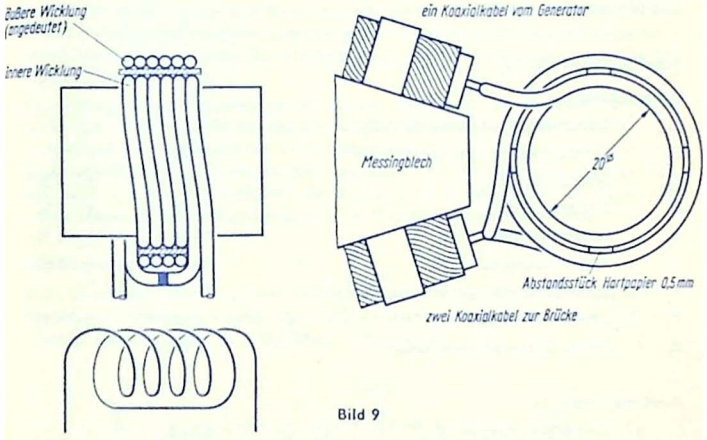


Bild 9

so kann man die Werte von c_r und g_r entweder entsprechend den an C_3 und R_7 abgelesenen Winkelstellungen aus den Eichkurven (Bilder 7 und 8) entnehmen oder, wenn die Skalen von C_3 und R_7 entsprechend ausgebildet sind, an diesen unmittelbar ablesen. Dabei ist wieder zu beachten, daß entsprechend Bild 1 die mit negativem Vorzeichen versehenen Meßwerte gleich den Werten von $y_r = g_r + j \cdot b_r$ sind.

Empfindlichkeit des Nullanzeigers

Der Nullanzeiger muß eine Spannung u_{min} noch deutlich erkennbar anzeigen, die folgender Gleichung genügt:

$$u_{min} \approx u_{BM} \cdot \frac{|y_r|}{|y_i|} \cdot p$$

u_{BM}	Hf-Spannung des Punktes B in Bild 3 gegen Masse
p	nicht neutralisierter Bruchteil von $\lvert y_r \rvert$ der bei Brückenabgleich zulässig ist
y_r	Rückwirkungs-Admittanz des Transistors
y_i	Eingangs-Admittanz des Transistors

Symmetrier-Transformator

Für die Schaltung nach Bild 3 wird ein Symmetrier-Transformator benötigt, dessen Aufbau **Bild 9** im Prinzip zeigt. Es handelt sich um einen Lufttransformator, dessen beide Wicklungen direkt übereinander gewickelt sind. Für eine gute Symmetrierung wurden beide Wicklungen bifilar ausgeführt. Bild 9 links unten zeigt die Zusammenschaltung der Windungen. In Bild 9 links oben ist die Ausführung der inneren Wicklung dargestellt, die äußere Wicklung dagegen nur angedeutet.

Schaltteilliste zu Bild 3

Widerstände

R_1	Schichtwiderstand genau gleich R_2	200 Ω	
R_2	Schichtwiderstand genau gleich R_1	200 Ω	
R_3	Schichtwiderstand	50 Ω	± 5 %
R_4	Schichtwiderstand	50 Ω	± 5 %
R_5	Schichtwiderstand	10 Ω	± 5 %
R_6	Schichtwiderstand	10 Ω	± 5 %
R_7	Schicht-Drehwiderstand linear mit Skala	50 Ω	
R_8	Schichtwiderstand	1 kΩ	± 5 %
R_9	Schicht-Drehwiderstand linear	1 kΩ	

Kondensatoren

C_1	Keramikkondensator	4,7 nF
C_2	Keramikkondensator	4,7 nF
C_3	Drehkondensator mit Skala	(2 ... 7) pF
C_4	Keramikkondensator	3 pF
C_5	Keramikkondensator	4,7 nF
C_6	Keramikkondensator	4,7 nF
C_7	Keramikkondensator	4,7 nF
C_8	Durchführungskondensator	4,7 nF
C_9	Keramikkondensator	4,7 nF
C_{10}	Drehkondensator	ΔC = 20 pF

Transformator und Drosselspulen für f = 100 MHz

Tr	w_1	2×3 Windungen	1,5 CuL
	w_2	2×3 Windungen	1,5 CuL
D_1	75 cm Draht 0,2 CuL auf Isolierstab mit 4 mm ø gewickelt		
D_2	75 cm Draht 0,2 CuL auf Isolierstab mit 4 mm ø gewickelt		

Rauschsperre für FM-Empfänger

Übersicht

Bei schwachem oder fehlendem Eingangssignal rauschen FM-Empfänger, soweit sie mit hoher Verstärkung betrieben werden, erheblich. Dieses Rauschen tritt vor allem beim Abstimmen und bei Auto-Empfängern auf, deren Eingangssignal während der Fahrt oft stark schwankt. Demgemäß besteht in erster Linie hierfür das Bedürfnis, die Verstärkung automatisch herabzusetzen, wenn das Eingangssignal unter die Grenze für befriedigenden Empfang absinkt.

Dieses automatische Herabsetzen der Verstärkung wird mit der nachfolgend beschriebenen Schaltung erreicht. Sie kann für FM in einem AM-FM-Empfänger auf einfache Weise mit nur geringen zusätzlichen Kosten verwirklicht werden. Ihre besonderen Merkmale sind: die Einstellbarkeit einer Grenze, bei deren Unterschreiten die Verstärkung erheblich abgesenkt wird und ein Schaltintervall, mit dem auch bei Empfang, der der eingestellten Grenze entspricht, ein eindeutiger Zustand des Empfängers sichergestellt wird.

Funktionsprinzip

Bild 1 zeigt eine Ausführungsform der Rauschsperre, wie sie in kombinierten AM-FM-Empfängern verwendet werden kann. Die eingetragene Schalterstellung gilt für FM-Empfang. Der Transistor T_1 ist der letzte Zf-Transistor.

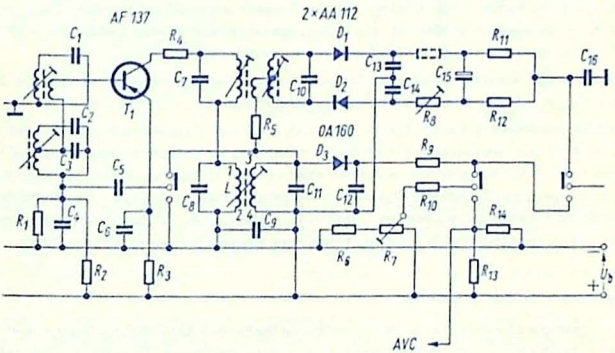


Bild 1

Man läßt die letzte Zf-Stufe bei zu schwachem FM-Empfang auf der für AM geltenden Zwischenfrequenz schwingen und schwächt so die Weitergabe des an der letzten Zf-Stufe ankommenden stark verrauschten Signals bzw. das dort allein ankommende Rauschsignal: Der Transistor einer schwingenden Stufe wird stark übersteuert, woraus eine Begren-

zung folgt. Diese wirkt sich auch auf das von der Zf-Stufe zu verstärkende Signal aus, so daß die Weitergabe des Signals stark beeinträchtigt wird. Die hohe Ausgangsspannung der schwingenden Stufe gelangt im übrigen auch in den Ratio-Detektor und wird dort gleichgerichtet. Daraus folgt eine zusätzliche Bedämpfung des FM-Demodulators, was die Nf-Ausgangsleistung zusätzlich um 10 dB abschwächt.

Das Schwingen kommt aufgrund einer beim Umschalten auf FM-Empfang für die AM-Zwischenfrequenz wirksam werdenden Rückkopplung (Hf-Spannungsteiler C_5, C_4 in Bild 1) zustande. Die Rückkopplungsspannung tritt am Kondensator C_4 auf.

Die Schwelle, bei der das Schwingen einsetzen soll, wählt man mit einer nur bei Umschaltung auf FM-Empfang möglichen, einstellbaren positiven Vorspannung der AM-Demodulator-Diode. Mit der Vorspannung beeinflußt man die Dämpfung des letzten AM-Zf-Kreises und damit die Schwingneigung der letzten Zf-Stufe.

Es ist notwendig, die Schaltung so zu dimensionieren, daß die AM-Zf-Schwingung bei ausreichendem FM-Empfang abreißt und bei zu schwachem FM-Empfang einsetzt.

Die schon erwähnte positive Vorspannung der AM-Demodulator-Diode hat zur Folge, daß der letzte AM-Zf-Kreis bei nichtschwingender Zf-Stufe besonders stark bedämpft ist. Bei höherer Dämpfung können die Schwingungen erst einsetzen, wenn das FM-Signal entsprechend klein ist.

Daraus folgt: Zum Einsetzen der Schwingung gehört eine geringere Eingangsspannung als zum Abreißen der Schwingung. Der hiermit gegebene Pegel-Unterschied ist das, was man hier als **Schaltintervall** bezeichnet.

Die Schaltung könnte auch in reinen FM-Empfängern verwirklicht werden. Dafür wäre der Aufwand insofern größer, als die Hilfsfrequenzkreise und eine Diode, die sonst für AM bereits vorhanden sind, zusätzlich eingebaut werden müßten.

Aus der AM-Zf-Schwingung kann im übrigen eine Spannung gewonnen werden, die zum Steuern bzw. Schalten oder für eine Anzeige verwertbar ist.

Die hier beschriebene Rausch-Sperre wirkt sich auch auf die automatische Scharfabstimmung (AFC) aus: Sie reduziert bei schwachem Empfang die Nachstimmspannung und verringert damit den Fangbereich, wobei sie aber auf den Haltebereich der Nachstimmung einen nur geringen Einfluß hat. Das mildert die Gefahr eines Umspringens der Abstimmung von einem schwach ankommenden Signal auf ein frequenzbenachbartes kräftiges Signal, wenn das schwache Signal, auf das der Empfänger eingestellt ist, kurzzeitig ausbleibt.

Eigenschaften der Schaltung

Die Rauschsperre wurde in einen mit Transistoren bestückten AM-FM-Empfänger eingebaut, dessen Verstärkung vom UKW-Eingang bis zur Basis des letzten Zf-Verstärkers ungefähr 100 dB betrug. An den Eingang des Empfängers wurde ein Meßsender angeschlossen. Gemessen wurde die Nf-Spannung am Ausgang des FM-Demodulators als Funktion der Empfänger-Eingangsspannung. Die Messungen wurden mehrfach durchgeführt und zwar einerseits mit modulierter Eingangsspannung (Modulationsfrequenz 1 kHz, Frequenzhub 15 kHz) sowie andererseits mit nichtmodulierter Eingangsspannung, beides mit einer positiven Vorspannung der AM-Demodulator-Diode von 2 V.

Bild 2 zeigt als Funktion der modulierten Eingangsspannung die Nf-Ausgangsleistung und als Funktion der unmodulierten Eingangsspannung die Nf-Rauschleistung bei Betrieb des Empfängers ohne Rauschsperre. Die Nf-Leistungen sind in dB aufgetragen. Dabei dient als Grundlage die Nf-Signal-Leistung für den Fall der wirksamen Begrenzung. Dieser Leistung sind daher 0 dB zugeordnet.

Mit unmodulierter Eingangsspannung ergibt sich als Nf-Leistung allein eine Rauschleistung. Diese hat für kleine Eingangsspannungen ihren größten Wert. Bis zu Eingangsspannungen von rund 0,5 µV ist die Ausgangsleistung auch bei Modulation der Eingangsspannung praktisch eine reine Rauschleistung. Nimmt die Eingangsspannung von diesem Wert an zu, so ergibt sich eine Abnahme der Rauschleistung und bei moduliertem Eingangssignal ein Ansteigen der Gesamt-Ausgangsleistung. Mit weiter zunehmender Eingangsspannung wird dann die Begrenzung immer stärker wirksam, womit schließlich die Nf-Spannung nicht mehr ansteigt (ab etwa 4 µV Eingangsspannung).

Vermindert sich der Betrag der Eingangsspannung, ausgehend von z. B. 5 µV, so sinkt die Nf-Signalleistung ab etwa 4 µV Eingangsspannung immer rascher ab, wobei die Rauschleistung zunimmt, so daß das Rauschen in der Wiedergabe stärker hervortritt.

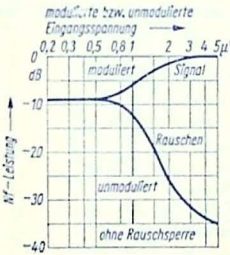


Bild 2

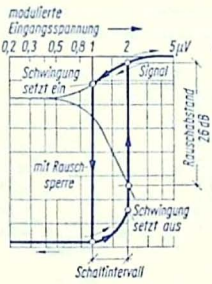


Bild 3

Bild 4

Mit **Bild 3** ist dargestellt, wie die Rauschsperre bei modulierter Eingangsspannung wirkt. Die Rauschsperre ist so eingestellt, daß die AM-ZF-Schwingung einsetzt, wenn die Eingangsspannung auf 1 µV absinkt und damit die Nf-Signal-Leistung um ungefähr 6 dB gegenüber dem Fall der wirksamen Begrenzung zurückgeht. Die Folge des Schwingungseinsatzes ist, daß diese Nf-Leistung um ungefähr 33 dB herabgesetzt wird. Diesen Pegel hält die Nf-Leistung ein, solange die modulierte Empfangsspannung unter 1 µV bleibt. Steigt die modulierte Eingangsspannung über 1 µV hinaus, so nimmt die Nf-Leistung zunächst nur wenig zu. Erst wenn 2 µV erreicht sind, setzt die Schwingung aus, wobei der Nf-Leistungspegel von −39 dB auf etwa −1 dB springt. Der Rauschabstand, bei dem so der Empfang wieder einsetzt, beträgt für die in Bild 2 geltenden Zusammenhänge etwa 26 dB. Das Schaltintervall ist hierfür mit 1 µV gegeben.

Bild 4 veranschaulicht die Wirkungsweise der Rauschsperre für den Fall einer unmodulierten Eingangsspannung. Bei hohem Wert der Eingangsspannung ist die Nf-Rauschleistung

gering. Sie steigt zunächst mit abnehmendem Wert der Eingangsspannung stark an. Ist die Eingangsspannung aber bis auf 1 µV abgesunken, so setzt die Schwingung ein. Damit wird die Nf-Rauschleistung von −13 dB auf −39 dB abgesenkt. Diesen niedrigen Pegel behält sie bei, solange der Wert der unmodulierten Eingangsspannung unter etwa 1,5 µV bleibt. Erst, wenn die Eingangsspannung diese 1,5 µV übersteigt, nimmt die Nf-Rauschleistung etwas zu, um beim Passieren des Wertes von 2 µV als Folge des Aussetzens der Schwingung auf etwa −26 dB zu springen. Beim weiteren Anstieg der unmodulierten Eingangsspannung geht der Wert der Nf-Rauschleistung dem Bild 2 gemäß wieder zurück.

Voraussetzung für die einwandfreie Arbeitsweise der Rauschsperre ist eine konstante Verstärkung vom UKW-Eingang bis zur Basis des letzten Zf-Transistors. Man erreicht die Konstanz dieser Verstärkung mit einem Stabilisieren der Speisespannung oder mit einem Stabilisieren der Emitterströme der zur Verstärkung dienenden Transistoren.

Im übrigen ist es zweckmäßig, für die Zf-Verstärkung eine Einstellmöglichkeit zu schaffen, die dann auch als Bedienungsorgan zum Einstellen der Einschaltschwelle der Rauschsperre dienen kann. Den Rauschabstand beim Ausschalten der Rauschsperre (Aussetzen der Schwingung, siehe Bild 3) kann man mit der Verstärkung des Gerätes vom UKW-Eingang bis zur Basis des letzten Zf-Transistors erheblich beeinflussen. **Bild 5** zeigt dies beispielsweise für den mit dem Versuchsgerät gegebenen Fall.

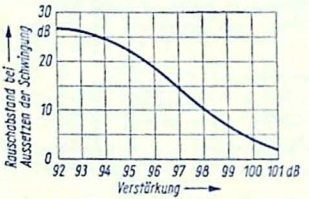


Bild 5

Umdimensionierung des AM-Demodulatorkreises

Die Spule 3, 4 muß hier für die FM-Zwischenfrequenz überbrückt werden. Dazu dient der Kondensator C_{11} Dessen Kapazität wurde so bemessen, daß sie, auf die Eingangsseite (1, 2) transformiert, etwa die Hälfte der Kapazität des Eingangskreises darstellt. Diese Transformation erfordert eine feste Kopplung zwischen den beiden Wicklungen des AM-Demodulator-Kreises.

Schaltteil-Liste zu Bild 1

Widerstände

R_1	Schichtwiderstand	27 kΩ
R_2	Schichtwiderstand	5,6 kΩ
R_3	Schichtwiderstand	1 kΩ

R_4	Schichtwiderstand	1 kΩ
R_5	Schichtwiderstand	100 Ω
R_6	Schichtwiderstand	39 kΩ
R_7	Einstellwiderstand	10 kΩ
R_8	Einstellwiderstand	5 kΩ
R_9	Schichtwiderstand	470 Ω
R_{10}	Schichtwiderstand	62 kΩ
R_{11}	Schichtwiderstand	10 kΩ
R_{12}	Schichtwiderstand	10 kΩ
R_{13}	Schichtwiderstand	10 kΩ
R_{14}	Schichtwiderstand	100 kΩ

Kondensatoren

C_1	Keramik-Kondensator	82 pF
C_2	Kunststoff-Folienkondensator	1,5 nF
C_3	Kunststoff-Folienkondensator	4,7 nF
C_4	Papier-Kondensator	10 nF
C_5	Kunststoff-Folienkondensator	255 pF
C_6	Papier-Kondensator	47 nF
C_7	Keramik-Kondensator	100 pF
C_8	Keramik-Kondensator	300 pF
C_9	Papier-Kondensator	100 nF
C_{10}	Keramik-Kondensator	68 pF
C_{11}	Kunststoff-Folienkondensator	1,4 nF
C_{12}	Kunststoff-Folienkondensator	2,2 nF
C_{13}	Kunststoff-Folienkondensator	300 pF
C_{14}	Kunststoff-Folienkondensator	300 pF
C_{15}	Elektrolyt-Kondensator	5 µF, 30 V
C_{16}	Papier-Kondensator	10 nF

Spulen

L	Wicklungen des AM-Demodulatorkreises Kappenkern FK III, Gewindekern GW4/13×0,5 Wicklung 1—2 90 Windungen 10×0,04 Hf-Litze Wicklung 3—4 48 Windungen 0,15 CuLS Kerne und Spulenbauteile der Fa. Vogt & Co. KG.

Dioden und Transistor

D_1	Halbleiter-Diode	AA 112
D_2	Halbleiter-Diode	AA 112
D_3	Halbleiter-Diode	OA 160
T_1	Transistor	AF 137

Transistor-Mischstufe für Stromverteilungs-Regelung

Vorbemerkung

Für Heim- und Kraftwagen-Rundfunkempfänger müssen im Mittelwellenbereich eine erhebliche Kreuzmodulationsfestigkeit und kleine Modulationsverzerrungen bei hoher Eingangsspannung gefordert werden.

Wenn man bei Geräten mit Transistor-Bestückung keine geregelte, am Eingang und Ausgang abgestimmte Vorstufe verwenden will, sondern sich mit einfacher Abstimmung auf das Eingangssignal begnügt, kommt nur eine regelbare Mischstufe als Eingangsstufe infrage. Die bisher übliche Art der Mischstufen-Abwärtsregelung bzw. die Regelung mit Hilfe einer Zf-Dämpfungs-Diode verschlechtert das Großsignal-Verhalten erheblich.

Mit der nachstehend beschriebenen selbstschwingenden Mischstufe werden die Forderungen hinsichtlich Großsignal-Verhalten und Grenzempfindlichkeit weitgehend erfüllt. Sie ist mit zwei npn-Silizium-Transistoren bestückt. Ihre Verstärkung wird mit einer Stromverteilungs-Steuerung in Verbindung mit einer dabei konstant gehaltenen Gegenkopplung geregelt.

Die Schaltung

Bild 1 zeigt den Schaltplan der regelbaren Mischstufe. Er enthält die beiden Transistoren, den Eingangskreis mit einer Ferritantenne, den Oszillatorkreis und das erste Zf-Bandfilter.

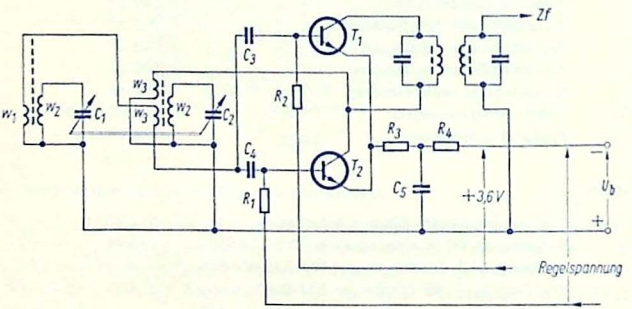


Bild 1

Die beiden Transistoren werden sowohl vom Eingangskreis wie auch vom Oszillatorkreis aus gemeinsam gesteuert. Die Summe ihrer Collectorströme fließt durch die Rückkopplungsspule des Oszillators. Beide Transistoren sind außerdem für Wechselstrom über den Widerstand R_3 und für Gleichstrom vor allem über den Widerstand R_4 gegengekoppelt. Der Widerstand R_4 ist so hoch bemessen, daß der Gesamt-Emitter-Gleichstrom der beiden

Transistoren beim Regeln mit Ändern des den einen Transistor durchfließenden Gleichstromes nahezu unverändert bleibt.

Der Transistor T_1 arbeitet als Mischer. Der Transistor T_2 dient der Stromverteilung. Die Zf-Leistung wird vom Collector des Transistors T_1 z. B. über ein zweikreisiges Zf-Bandfilter abgegeben.

Beim Erzeugen der Oszillatorspannung wirken im geregelten Zustand beide Transistoren zusammen. Die Oszillatorspannung wird in Emitterschaltung erzeugt. Wegen des konstanten Emitter- bzw. Collector-Gesamtgleichstromes ergibt sich nur eine geringe regelungsbedingte Frequenzverwerfung.

Eine Möglichkeit der Regelung besteht darin, den Transistor T_2 in den leitenden Zustand zu steuern, was mit Anlegen einer positiven Basis-Emitter-Vorspannung geschieht. Hierbei wird wegen des gemeinsamen hohen Emitter-Vorwiderstandes und der gleichbleibenden Spannung der Basis des Transistors T_1 gegen den Minuspol der Speisespannung dessen positive Basis-Emitter-Vorspannung herabgesetzt und so dessen Emitter-Gleichstrom abgesenkt. Mit zunehmender Regelspannung geht daher von dem nahezu gleichbleibenden Gesamt-Emitter-Gleichstrom, der den gemeinsamen Emitter-Vorwiderstand durchfließt, ein wachsender Anteil durch den Transistor T_2. Die Folge ist eine Abnahme der Mischsteilheit des Transistors T_1.

Eine zweite Möglichkeit der Regelung ist damit gegeben, daß mit einer entgegengesetzt gepolten Regelspannung der Emitter-Gleichstrom des Transistors T_1 herabgesetzt wird, wobei der Emitter-Gleichstrom des Transistors T_2 dementsprechend zunimmt. Diese zweite Möglichkeit wird hier nicht weiter behandelt.

Zulässige Störspannung

Die Kreuzmodulations-Eigenschaften einer Transistorstufe können mit einer sowohl für die Modulationsfrequenz des störenden Signals wie auch für dessen Hochfrequenz wirksamen Gegenkopplung (z. B. mit einem unüberbrückten Emitterwiderstand) verbessert werden: Für die Schaltung nach Bild 1 ist in **Bild 2** unten die zu 1% Kreuzmodulationsgrad gehörende Störspannung u_S an der Basis der Transistoren gegen Masse als Funktion der Regeldämpfung dargestellt. Anstelle des bei 25 dB Regeldämpfung in Bild 2 eingetragenen Maximums findet man häufig eine Polstelle angedeutet, die aufgrund einer Extrapolation von nicht exakt reproduzierbaren Meßwerten entstehen kann. Hier sind jedoch Minimalwerte aufgetragen, die mit Sicherheit erreichbar sind.

Mit dem Gegenkopplungsgrad und dem Übersetzungsverhältnis vom Hochpunkt des Eingangskreises auf den Basisanschluß des Mischtransistors T_1 kann das Kreuzmodulationsverhalten der Mischstufe stark beeinflußt werden. Der Grad der Hochfrequenz-Gegenkopplung und das Übersetzungsverhältnis wirken sich außerdem auf das Rauschverhalten und die Verstärkung der Stufe aus.

Zulässige Nutzspannung

Die Emitter-Gegenkopplung verbessert insbesondere bei höherer Regeldämpfung nicht nur das Kreuzmodulationsverhalten, sondern vermindert auch die Modulationsverzerrun-

gen, womit sich für die zulässige Nutzspannung bei gleichbleibender Modulationsverzerrung ein größerer Wert ergibt. Dies erkennt man aus Bild 2.

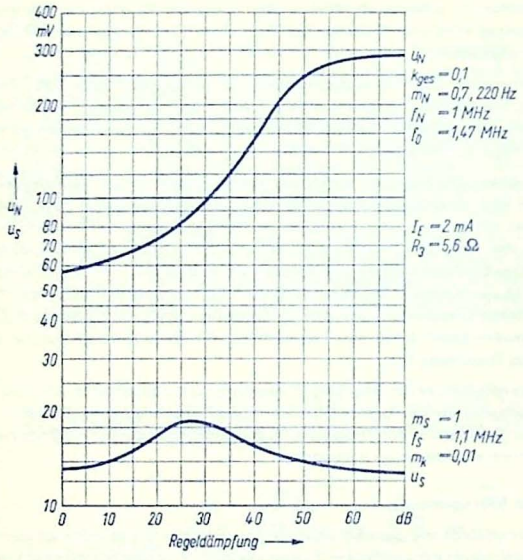


Bild 2

Für die Schaltung nach Bild 1 ist in Bild 2 oben die Nutzspannung u_N an der Basis der Transistoren gegen Masse für 10% Modulations-Klirrgrad (Nutzmodulationsgrad $m_N = 70\%$) wieder als Funktion der Regeldämpfung eingetragen. Diese Nutzspannung steigt mit zunehmender Regeldämpfung erheblich an. So können für 10% Modulations-Klirrgrad bei 45 dB Regeldämpfung als Nutzspannung u_N etwa 200 mV auftreten. In der Nähe von 50 dB Regeldämpfung findet man bei der Messung die Andeutung einer Polstelle, die jedoch nicht genau reproduzierbar ist. Deshalb sind hier Minimalwerte eingetragen, die mit Sicherheit erreichbar sind.

Rauschen

Die Rauschzahl der ungeregelten Mischstufe hängt im wesentlichen ab

- vom Emitter-Gleichstrom,
- vom unüberbrückten, die Gegenkopplung bewirkenden Emitter-Vorwiderstand R_g und
- vom Quellwiderstand R_Q der sich aus dem wirksamen Resonanzwiderstand R_{v0} des Eingangskreises mit dem gewählten Übersetzungsverhältnis vom Hochpunkt des Eingangskreises zum Mischtransistor ergibt (Bild 3).

Das Ansteigen der Rauschzahl bei Vermindern des Quellwiderstandes hängt außer vom Emitterstrom auch von der Summe aus Basisbahnwiderstand r_{Bb} des Mischtransistors und dem unüberbrückten Emitter-Vorwiderstand R_3 ab. Je kleiner die Summe dieser Widerstände ist, umso flacher steigt die Rauschzahl F mit vermindertem Quellwiderstand R_Q an. Daher wählt man einen Transistor mit kleinem Basisbahnwiderstand.

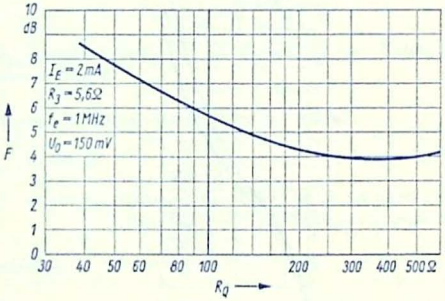


Bild 3

Mit der Regeldämpfung nimmt die Rauschzahl der Mischstufe zu. Ihr Anstieg wird von den Werten des Quellwiderstandes R_Q und des unüberbrückten Emitterwiderstandes R_3 bestimmt. Der Widerstand R_3 wirkt sich besonders stark aus, da über ihn auch der Emitterstrom des Regel-Hilfstransistors T_2 fließt: Die von der Rauschkomponente des Stromes I_{E2} bewirkte Rauschspannung an R_3 trägt zum genannten Erhöhen der Rauschzahl bei.

Bild 4 zeigt für zwei Quellwiderstandswerte R_Q die Zunahme ΔF der Rauschzahl F der Schaltung nach Bild 1 als Funktion der Regeldämpfung. Wie man hieraus erkennt, steigt die Rauschzahl mit zunehmender Regeldämpfung stark an. Folglich muß man die für Regeldämpfung Null geltende Rauschzahl klein halten.

Der am Ausgang der Mischstufe vorhandene Rauschabstand steigt nach dem Einsetzen der Regelung wegen der Rauschzahl-Erhöhung schwächer als proportional mit der Eingangsspannung an. Die Abweichung von der Proportionalität entspricht ungefähr der Rauschzahlerhöhung ΔF.

Stör- und Nutzspannung unter Berücksichtigung der Rauschzahl

Für ein Beurteilen der Kreuzmodulation und der Modulationsverzerrungen der Mischstufe, bezogen auf den Antennen-Anschluß, ist die gesamte Transformation der zulässigen Stör- bzw. Nutzspannung zwischen Antennenanschluß und Basis des Mischtransistors zu berücksichtigen.

Die zulässigen Werte der Stör- bzw. Nutzspannung am Hochpunkt des Eingangskreises werden umso größer, je kleiner der Quellwiderstand R_Q gewählt wird. Da der Wert von R_Q die Rauschzahl der Mischstufe mitbestimmt, ist diese Rauschzahl bei seiner Wahl zu beachten.

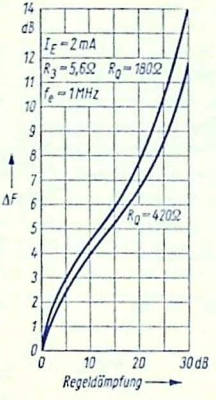


Bild 4

Verstärkung

Das Verhältnis $V_{p\ddot{u}}$ der an den Zf-Außenwiderstand abgegebenen Leistung zu der am Eingangskreis verfügbaren Leistung folgt aus:

$$V_{p\ddot{u}} = 4 \cdot |S_c|^2 \cdot R_Q \cdot R_{aZ} \cdot (1 + g_{iE} \cdot R_Q)^{-2} \cdot (1 + g_{oZ} \cdot R_{aZ})^{-2}$$

Darin bedeuten

g_{iE} Realteil der Kurzschluß-Eingangs-Admittanz des Transistors für die Empfangsfrequenz

g_{oZ} Realteil der Kurzschluß-Ausgangs-Admittanz des Transistors für die Zwischenfrequenz

R_{aZ} reeller Außenwiderstand für die Zwischenfrequenz

R_Q Quellwiderstand für den Transistor-Eingang, nämlich transformierter Resonanzwiderstand des Eingangskreises mit der hierbei berücksichtigten Antennenbelastung

S_c Vorwärts-Mischsteilheit des Transistors.

Für die hier gewählten Transistoren ist im MW-Bereich $\frac{1}{g_{oZ}} \gg R_{aZ}$. Mit Rücksicht auf günstiges Großsignalverhalten muß $R_Q \ll \frac{1}{g_{iE}}$ sein. Bei der damit gegebenen eingangs- und ausgangsseitigen Unteranpassung gilt

$$V_{p\ddot{u}} \approx 4 \cdot |S_c|^2 \cdot R_Q \cdot R_{aZ}$$

Man erhält $|S_c| \approx 17{,}5$ mS für $I_E = 2$ mA, $R_3 = 5{,}6\ \Omega$, $f_E = 1$ MHz, $f_{osz} = 1{,}47$ MHz, $u_{osz} = 160$ mV aus **Bild 5.**

Daraus folgt für eine Schaltung nach Bild 1 mit den Werten

$R_Q = 180\ \Omega$

$R_{aZ} = 12\ \text{k}\Omega$ (entspricht etwa der Last, die mit einem zweikreisigen Zf-Bandfilter bei 1,5 nF Kreiskapazität gegeben ist)

die Mischverstärkung

$$V_{p\ddot{u}} \approx 4 \cdot (17{,}5 \cdot 10^{-3}\ \Omega^{-1})^2 \cdot 180\ \Omega \cdot 12 \cdot 10^3\ \Omega \approx 2650 \triangleq 34\ \text{dB}$$

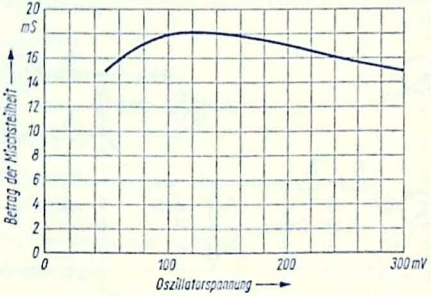


Bild 5

Für die oben gewählten Werte von I_E und R_3 ergibt sich mit den Silizium-Transistoren BF 115 selbst bei Rauschanpassung ($R_{Q0} \approx 350\ \Omega$) eine Unteranpassung des Eingangskreises an den Transistoreingang. Somit wird die natürliche Selektion des Eingangskreises von der Transistor-Eingangs-Admittanz kaum beeinträchtigt.

Schaltteilliste zu Bild 1

R_1	Schichtwiderstand	3,3 kΩ
R_2	Schichtwiderstand	3,3 kΩ
R_3	Schichtwiderstand	5,6 Ω
R_4	Schichtwiderstand	1,5 kΩ
C_3	Kunststoff-Folien-Kondensator	22 nF
C_4	Kunststoff-Folien-Kondensator	22 nF
C_5	Kunststoff-Folien-Kondensator	100 nF

Windungszahl der Koppelspulen w_3 3 Windungen.

Transistoren

T_1	Silizium-Transistor	BF 115
T_2	Silizium-Transistor	BF 115

Regelung

Das Prinzip der Stromverteilungs-Steuerung erlaubt hohe Regeldämpfungen bei großer Regelsteilheit. Im Musteraufbau konnten Regeldämpfungen bis 80 dB erreicht werden. Die hierzu erforderliche Regelspannungsänderung beträgt, vom Regeleinsatz an gemessen, nur wenige Zehntel Volt. Wegen der mit der Regeldämpfung zunehmenden Rauschzahl ist jedoch ein volles Ausnutzen der höchstmöglichen Regeldämpfung nicht sinnvoll. Um einen linearen Anstieg des Rauschabstandes mit der Signalspannung zumindest im Bereich niedriger Signalspannungen zu erhalten, empfiehlt es sich, den Regeleinsatz bei der Mischstufe zu verzögern.

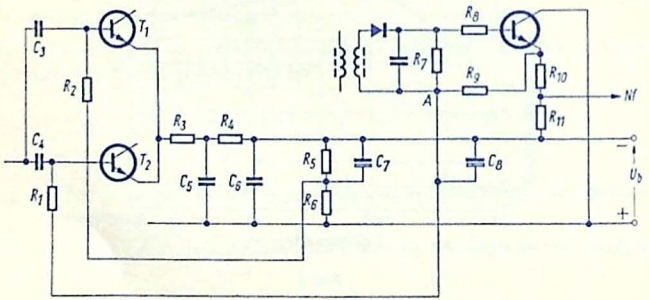


Bild 6

Bild 6 gibt ein Beispiel für das Gewinnen der konstanten Spannung an der Basis des Transistors T_1 gegen den Minuspol der Speisespannung und der Regelspannung, die der Basis des Transistors T_2 zugeführt wird.

Die Spannung für die Basis des Transistors T_1 wird an einem Spannungsteiler abgegriffen, der an der Speisespannung liegt. Die Regelspannung ergibt sich am Emitter-Vorwiderstand $R_{10} + R_{11}$ der Nf-Vorstufe, die in Collectorschaltung arbeitet. Diese Stufe wird vom AM-Demodulator sowohl bezüglich Gleichstrom wie auch für Niederfrequenz gesteuert. Mit steigender Eingangsspannung nimmt die (positive) Basis-Emitter-Gleichspannung des Transistors der Nf-Stufe zu. Damit werden dessen Emitter-Gleichstrom und deshalb auch die Spannung des Punktes A gegen den Minuspol der Speisespannung höher. Hieraus folgt eine Zunahme der Basis-Emitter-Spannung des Transistors T_2, was den Betrag des Emitter-Gleichstromes des Transistors T_2 ansteigen und den des Emitter-Gleichstromes des Transistors T_1 absinken läßt.

Betriebsbedingungen und Meßergebnisse der Schaltung nach Bild 1 mit 2 x BF 115

U_b	Speise-Gleichspannung	9 V
I_E	Gesamt-Emitterstrom (0 dB Regeldämpfung)	2 mA
	(40 dB Regeldämpfung)	etwa 2,3 mA
f_Z	Zwischenfrequenz	0,47 MHz
f_E	Empfangsfrequenz	1,0 MHz
f_{osz}	Oszillatorfrequenz	1,47 MHz
u_{osz}	Oszillatorspannung	160 mV
R_Q	Quellwiderstand	180 Ω
R_aZ	Zf-Außenwiderstand	12 kΩ
R_{p0}	Resonanzwiderstand des Eingangskreises	100 kΩ
R_3	(siehe Schaltung)	5,6 Ω
R_4	(siehe Schaltung)	1,5 kΩ
C_5	(siehe Schaltung)	100 nF
F	Rauschzahl bei Regeldämpfung Null	etwa 4,6 dB
$V_{pü}$	Mischverstärkung	etwa 34 dB
u_N	zulässige Nutzspannung an der Basis für 10% Modulationsverzerrung ($m_N = 0{,}7$)	etwa 200 mV
u_S	zulässige Störspannung an der Basis für 1% Kreuzmodulation ($m_s = 1$)	etwa 13 mV
ΔF	Rauschzahl-Zunahme bei 30 dB Regeldämpfung	etwa 14 dB
Mögliche Regeldämpfung		etwa 80 dB

Grundsätzliches

Für Stereo-Übertragungen werden das R-**Signal (Rechts-Signal)** und das L-Signal **(Links-Signal)** benötigt.

Diese Signale können auf der Aufnahmeseite, entsprechend TELEFUNKEN-Laborbuch II, Seite 101, entweder unmittelbar nach dem XY-Verfahren oder nach dem MS-Verfahren mit anschließender Summen- und Differenz-Bildung gewonnen werden.

Stereo-Rundfunksendungen muß man derart übertragen, daß auch eine befriedigende Einkanal-Wiedergabe mit Einkanalgeräten (Monogeräten) möglich ist: **Kompatibilität** von Stereo- und Einkanal-Rundfunk.

Mit Rücksicht auf diese Kompatibilität überträgt man bei Stereo-Sendungen die Summe aus Links- und Rechtssignal, das **Summen-Signal (Stereo-Haupt-Signal)**, genau so wie das Signal von Einkanalsendungen (Monosendungen). Das Summen-Signal stimmt nämlich im Prinzip mit dem Signal der Einkanalsendung überein.

Um das spätere Rückgewinnen der R- und L-Signale zu ermöglichen, ist für Stereo-Sendungen zusätzlich das **Differenz-Signal**, d. h. die Differenz zwischen R- und L-Signal, erforderlich.

Der Frequenz-Bereich des Differenz-Signals stimmt mit dem des Summen-Signals überein (30 Hz ... 15 kHz). Deshalb muß das Differenz-Signal aus dem vom Summen-Signal beanspruchten Frequenz-Bereich herausgehoben werden. Dazu wird ein **Stereo-Hilfsträger** mit der Frequenz 38 kHz verwendet, dessen Amplitude man mit dem Differenz-Signal moduliert. So entsteht das **Stereo-Zusatz-Signal** mit dem Frequenz-Bereich (38 kHz − 15 kHz) = 23 kHz ... (38 kHz + 15 kHz) = 53 kHz. Der Stereo-Hilfsträger wird bei der Modulation unterdrückt und deshalb bei der Sendung auch nicht mit übertragen. Statt dessen wird das **Pilot-Signal** gesendet, dessen Frequenz (19 kHz) halb so groß ist, wie die des Hilfsträgers. Aus dem Pilot-Signal gewinnt man im Empfänger den Stereo-Hilfsträger zurück.

Die Komponenten des Stereo-Multiplex-Signals (Composite-Signal)

Das Stereo-Multiplex-Signal ist das Gesamt-Signal, mit dem der UKW-Träger bei Stereosendungen frequenzmoduliert wird. Seine Komponenten sind:

- Stereo-Haupt-Signal (Summen-Signal) 30 Hz ... 15 kHz
- Pilot-Signal 19 kHz
- Stereo-Zusatz-Signal 23 kHz ... 53 kHz.

Gegebenenfalls kommt dazu das SCA-Zusatz-Signal, das aber nichts mit dem Stereo-Rundfunk zu tun hat und in Deutschland nicht verwendet wird.

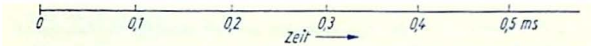


Bild 1

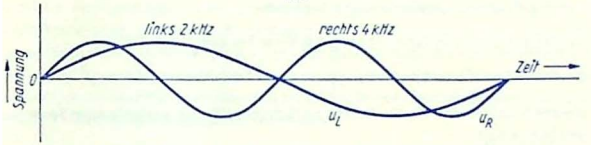


Bild 2

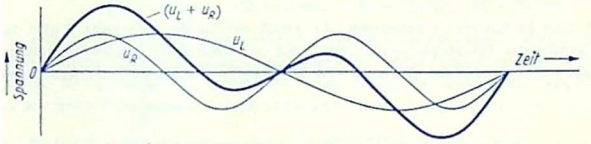


Bild 3

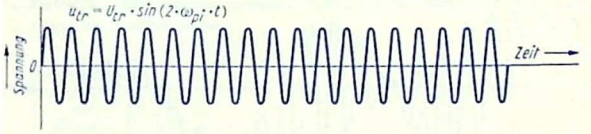


Bild 4

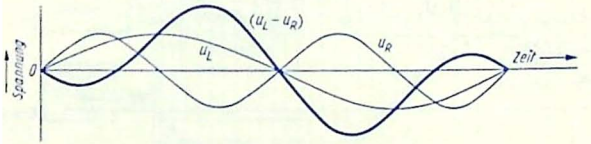


Bild 5

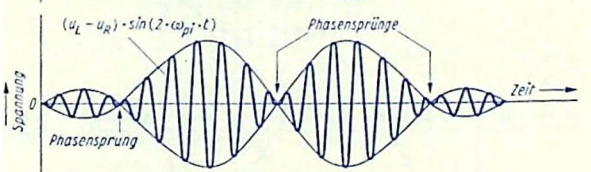


Bild 6

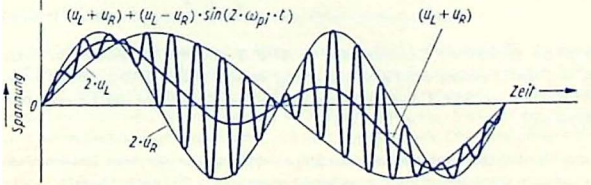


Bild 7

Aufbau des Stereo-Multiplex-Signals, bildlich dargestellt

Die Bilder 1 ... 7 veranschaulichen den Aufbau des Stereo-Multiplex-Signals ohne das Pilot-Signal. Der zeichnerischen Darstellung liegen zugrunde:

für das L-Signal eine Spannung u_L mit einer Frequenz von 2 kHz,

für das R-Signal eine Spannung u_R mit einer Frequenz von 4 kHz,

gleiche Scheitelwerte für die beiden zeitlich sinusförmig verlaufenden Spannungen ($\hat{u}_L = \hat{u}_R$).

Es genügt, eine Zeitspanne zu betrachten, die gleich der zu der Frequenz 2 kHz des L-Signals gehörenden Periodendauer, d. h. gleich 0,5 ms ist. Auf diese Zeitspanne entfallen zwei Perioden der Frequenz des R-Signals und 19 Perioden der Stereo-Hilfsträger-Spannung u_{tr}

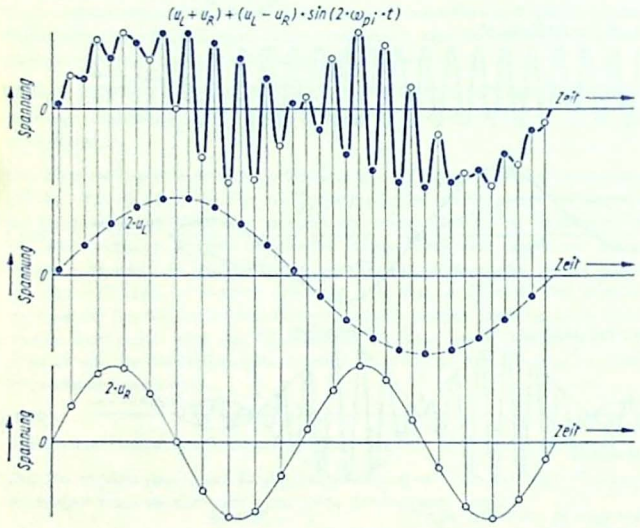


Bild 1 zeigt die verwendete Zeiteinteilung. In **Bild 2** sind die Spannung des Links-Signals u_L und die Spannung des Rechts-Signal u_R eingezeichnet. **Bild 3** enthält zusätzlich zu den Kurven von Bild 2 den zeitlichen Verlauf der Spannung des Stereo-Haupt-Signals ($u_L + u_R$).

Der zeitliche Verlauf der Spannung u_{tr} des Stereo-Hilfsträgers, der zum Umsetzen des Differenz-Signals in den Stereo-Zusatzkanal benötigt wird, ist in **Bild 4** dargestellt.

Bild 5 enthält zusätzlich zu den Kurven von Bild 2 den zeitlichen Verlauf der Spannung des Differenz-Signals $(u_L - u_R)$.

In **Bild 6** wird gezeigt, wie die Spannung des Stereo-Zusatz-Signals (Ergebnis der Amplituden-Modulation des Stereo-Hilfsträgers mit dem Differenz-Signal, bei unterdrücktem Stereo-Hilfsträger) in Abhängigkeit von der Zeit verläuft. Bei unterdrücktem Stereo-Hilfsträger und $\hat{u}_L = \hat{u}_R$ besteht die Spannung des Stereo-Zusatz-Signals aus der Summe von vier zeitlich sinusförmig verlaufenden Spannungen mit im vorliegenden Fall untereinander gleichen Scheitelwerten und den Frequenzen

$$(38 - 4)\ \text{kHz} \quad (38 + 4)\ \text{kHz} \quad (38 - 2)\ \text{kHz} \quad (38 + 2)\ \text{kHz}$$

Der zeitliche Verlauf des Stereo-Multiplex-Signals ohne Pilot-Signal (**Bild 7**) ergibt sich durch Addition der zu denselben Zeitpunkten gehörenden Augenblickswerte der Spannungen von Bild 3 und Bild 6. In Bild 7 sind zusätzlich die Umhüllenden des Stereo-Multiplex-Signals (ohne Pilot-Signal) und die Spannung des Haupt-Signals $(u_L + u_R)$ eingetragen.

Die **Bilder 8 ... 10** lassen die Umhüllenden des Stereo-Multiplex-Signals, nämlich $2 \cdot u_L$ und $2 \cdot u_R$, deutlich erkennen.

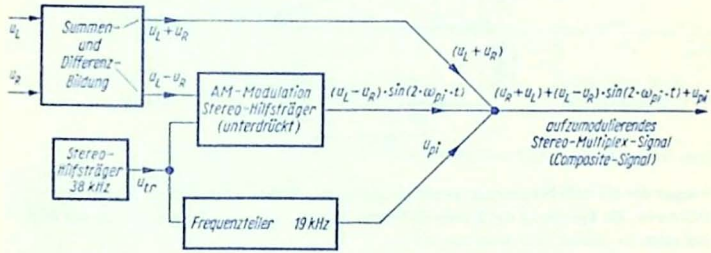


Bild 11

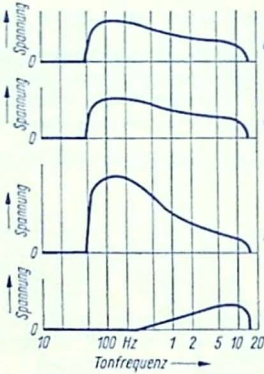
In **Bild 11** ist an Hand eines Blockschaltplanes gezeigt, wie das Stereo-Multiplex-Signal senderseitig gebildet werden kann.

Beispiel für das Spektrum des Stereo-Multiplex-Signals

Die **Bilder 12** und **13** veranschaulichen eine statistische Verteilung der zu den einzelnen Tonfrequenzen gehörenden Scheitelwerte der R-Signalspannung und der L-Signalspannung mit berücksichtigter Pre-Emphasis (lineare Vorverzerrung, d. h. Anhebung im Bereich der höheren Tonfrequenzen) bei Musikübertragung. Dabei ist ein zu übertragender Tonfrequenzbereich von 50 Hz ... 15 kHz angenommen. Die statistischen Verteilungen stimmen für diese beiden Signalspannungen überein. Deren Augenblickswerte weichen jedoch in den einzelnen Zeitpunkten mit zunehmender Frequenz immer stärker voneinan-

der ab. Für tiefe Frequenzen (unter etwa 200 Hz) gilt als Summen-Spektrum ziemlich genau die Summe der hierfür geltenden Einzelspektren (praktisch keine Richtwirkung für tiefe Töne) und im Spektrum der Differenz bleiben nur vernachlässigbar geringe Beträge. Mit zunehmender Frequenz ergibt sich als statistischer Wert des Summen-Spektrums ein immer kleinerer Anteil der Ordinatensummen von Bild 12 und 13.

Bild 14 zeigt die sich so ergebende statistische Verteilung für die Spannung des Stereo-Haupt-Signals $(u_L + u_R)$.



Wegen der für tiefe Frequenzen praktisch fehlenden Richtwirkung fällt die statistische Verteilung für die Spannung des Stereo-Differenz-Signals $(u_L - u_R)$ etwa so aus, wie **Bild 15** das zeigt.

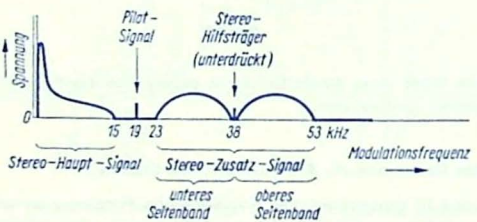


Bild 16

In **Bild 16,** bei dem die Frequenz-Skala im Gegensatz zu den Bildern 12 ... 15 linear ist, sind die den Bildern 14 und 15 entsprechenden Amplitudenverteilungen innerhalb der Spektren für die Spannungen $(u_L + u_R)$ und $(u_L - u_R)$ berücksichtigt.

Stereo-Rundfunk-Norm

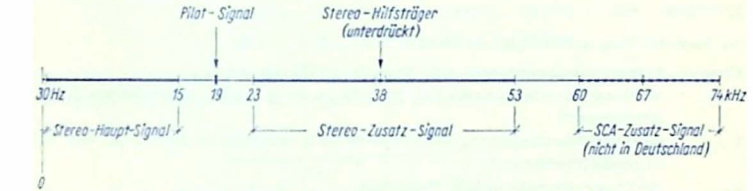
Eine Möglichkeit der Stereo-Rundfunk-Übertragung ist mit dem zuerst in USA eingeführten **FCC-Verfahren** gegeben. Dafür legt die **FCC-Stereo-Norm** die Zusammensetzung des Stereo-Signals, d. h. die Modulationsbedingungen und das Frequenzspektrum des aufzumodulierenden Signals (Stereo-Multiplex-Signal) sowie die dabei zu beachtenden Toleranzbereiche, fest. Die EBU hat befürwortet, die FCC-Stereo-Norm zu übernehmen. Sie ist auch von der Bundesrepublik Deutschland angenommen worden, wobei das Verfahren als „Pilotton"-Verfahren bezeichnet wird.

Es bedeuten: **FCC** Federal Communications Commission (Washington)
EBU European Broadcasting Union (Paris)

Frequenzbänder und Frequenzen des Stereo-Multiplex-Signals

Die Komponenten des **Stereo-Multiplex-Signals** sind **(Bild)**:

- **Stereo-Haupt-Signal** 30 Hz ... 15 kHz
- **Pilot-Signal** 19 kHz
- **Stereo-Zusatz-Signal** 23 kHz ... 53 kHz



Der Träger des UKW-Senders wird mit dem Stereo-Multiplex-Signal frequenzmoduliert. Der maximale Frequenzhub beträgt 75 kHz.

Toleranzbereiche

- Die Frequenz des Pilot-Signals soll 19 kHz $\pm$ 2 Hz betragen. Der Sender soll mit dem Pilot-Signal so frequenzmoduliert werden, daß dadurch (8 ... 10)% des gesamten Hubes beansprucht werden.
- Der Stereo-Hilfsträger soll die zweite Harmonische des Pilot-Signals sein, gleichzeitig mit ihm durch Null gehen und so stark unterdrückt sein, daß er den Sender mit max. 1% des gesamten Hubes frequenzmoduliert.
- Bei alleinigem Auftreten des L-Signals (Links-Signals) bzw. des R-Signals (Rechts-Signals) darf im gesamten Tonfrequenzbereich der Scheitelwert der Hüllkurve des Stereo-Zusatz-Signals vom Scheitelwert der Nf-Spannung des Stereo-Haupt-Signals nur um max. $\pm$3,5% abweichen, die Phasenverschiebung zwischen Nf-Spannung und Hüllkurve des Stereo-Zusatz-Signals max. $\pm 3°$ sein und
- sowohl der zum Hauptkanal gehörende Hub wie auch der von den beiden Seitenbändern des Stereo-Zusatz-Kanals herrührende Hub darf je max. 45% des Gesamthubes betragen.

	Stereo-Hauptkanal	Stereo-Zusatzkanal
$u_L = u_R$ (nur Mitten-Signal)	90%	0
nur u_L bzw. nur u_R	45%	45%

Rauschen bei Stereo-Wiedergabe von Rundfunksendungen nach dem Pilotton-Verfahren

Rauschspektrum des demodulierten FM-Signals

Vorausgesetzt werden für das folgende bezüglich der Rauschspannung:

- Mit idealer Amplitudenbegrenzung sei jede von der Rauschstörung herrührende Amplitudenschwankung beseitigt. Damit verbleibt von der Rauschstörung nur ein Stör-Phasenhub.
- Innerhalb der Empfänger-Bandbreite seien in der gesamten Rauschspannung alle Frequenzen gleich stark vertreten. Damit stimmen sämtliche spektralen Komponenten der Rauschspannung bezüglich ihrer Beträge überein. (Die spektrale Komponente der Rauschspannung ist die auf ein verschwindend kleines Frequenzintervall entfallende Rausch-Teilspannung).
- Alle spektralen Komponenten der Rauschspannung seien klein gegen die Nutzsignal-Spannung.

Als Formelzeichen werden hier verwendet:

U_{NHf}	Nutzsignalspannung, noch nicht demoduliert (Effektivwert)
U_{rHf}	spektrale Rauschspannungs-Komponente im noch nicht demodulierten Signal (Effektivwert)
U_r	spektrale Rauschspannungs-Komponente im demodulierten Signal vor der De-Emphasis (Effektivwert)
α_r	von U_{rHf} verursachter Stör-Phasenhub
f	Frequenzunterschied zwischen den Frequenzen von U_{NHf} und U_{rHf} Diese Frequenz entspricht der Frequenz des niederfrequenten Störsignals nach der Demodulation (hier 0 ... 15 kHz)
h_r	Stör-Frequenzhub
f_0	oberer Grenzwert von f, nämlich hier 15 kHz, d. h. obere Frequenzgrenze des übertragenen Nf-Bandes beim Pilotton-Verfahren
f_H	Frequenz des Stereo-Hilfsträgers
f_{gr}	zur Zeitkonstante der De-Emphasis gehörende Grenzfrequenz

Mit diesen Formelzeichen und den oben angegebenen Voraussetzungen gelten die nachstehenden Zusammenhänge:

$$\alpha_r = \arcsin \frac{U_{rHf}}{U_{NHf}} \approx \frac{U_{rHf}}{U_{NHf}}$$

$$h_r = \sqrt{2} \cdot \frac{U_{rHf}}{U_{NHf}} \cdot f$$

Der Faktor $\sqrt{2}$ folgt daraus, daß unter den hier geltenden Voraussetzungen stets zwei nicht miteinander korrelierte spektrale Rauschspannungs-Komponenten mit der gleichen Frequenzdifferenz f zur Nutzsignal-Spannung auftreten.

Die sich am Ausgang des FM-Demodulators ergebenden Spannungen sind proportional dem Frequenzhub, d. h. im Falle der Störspannung proportional der Frequenz f. Für durchweg gleiches Verhältnis der Spannungsbeträge U_{rHf} und U_{NHf} ist deshalb die Spannung der spektralen Rauschspannungs-Komponente im demodulierten Signal proportional der Frequenz f. Daher erhält man für Monobetrieb vor der De-Emphasis

$$U_{r\ Mono} \sim f$$

Wählt man die für $f_0 = 15$ kHz geltende Komponente als spektrale Rausch-Bezugsspannung $U_{r\ Mono\,(15\,kHz)}$ (obere Nf-Frequenzgrenze f_0), dann erhält man den Zusammenhang:

$$\frac{U_{r\ Mono}}{U_{r\ Mono\,(15\,kHz)}} = \frac{f}{15\ kHz}$$

Bei Stereobetrieb kommen außer dem Frequenzbereich 0 ... f_0 noch die Frequenzbereiche der beiden Stereo-Seitenbänder hinzu, d. h. für die hierzu festgelegte Frequenz $f_H =$ 38 kHz des Stereo-Hilfsträgers die Frequenzbereiche

$$38\ kHz - (0 \ldots 15)\ kHz = 23\ kHz \ldots 38\ kHz \quad \text{und}$$
$$38\ kHz + (0 \ldots 15)\ kHz = 38\ kHz \ldots 53\ kHz$$

Auch für die Seitenbänder gilt wieder, daß die spektrale Rauschspannungskomponente im demodulierten Signal dem Stör-Frequenzhub proportional ist.

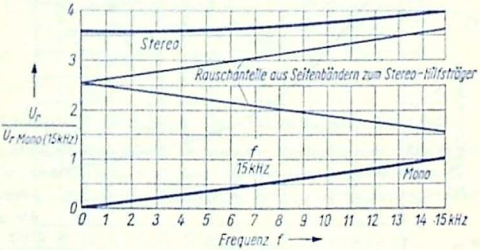


Bild 1

Diese beiden Seitenbänder werden bei der Demodulation auf den Niederfrequenzbereich $f = (0 \ldots 15)$ kHz transponiert. Wenn keine Korrelation zwischen den einzelnen Rauschquellen besteht, können die Quadrate der einzelnen spektralen Rauschspannungs-Komponenten addiert werden. Die Wurzel aus dieser Summe ergibt dann die gesamte spektrale Rauschspannungs-Komponente, weil der Effektivwert einer mehrwelligen Wechselgröße gleich der Wurzel aus der Summe der Quadrate der Beträge der zu den Einzelfrequenzen gehörenden Komponenten ist:

$$\frac{U_{r\ Stereo}}{U_{r\ Mono\,(15\,kHz)}} = \frac{1}{f_0} \cdot \sqrt{f^2 + (f_H - f)^2 + (f_H + f)^2} = \frac{1}{f_0} \cdot \sqrt{3 \cdot f^2 + 2 \cdot (f_H)^2}$$

Das **Bild 1** zeigt als Funktion der Niederfrequenz f die spektralen Rauschspannungs-Komponenten:

$\frac{U_{r\,Mono}}{U_{r\,Mono}(15\,\mathrm{kHz})}$ für Monobetrieb und $\frac{U_{r\,Stereo}}{U_{r\,Mono}(15\,\mathrm{kHz})}$ für Stereobetrieb

In Bild 1 sind die beiden aus den Seitenbändern des Stereo-Hilfsträgers sich ergebenden spektralen Rauschspannungs-Anteile dünn eingetragen.

Berücksichtigung der De-Emphasis

Zur De-Emphasis dient ein RC-Glied, dessen Zeitkonstante in Europa mit $\tau = 50\,\mu\mathrm{s}$ festgelegt ist. Dazu gehört die Grenzfrequenz f_{gr}, bei der die Ausgangsspannung um 3 dB abgesunken ist:

$$f_{gr} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{s}} \approx 3{,}18\ \mathrm{kHz}$$

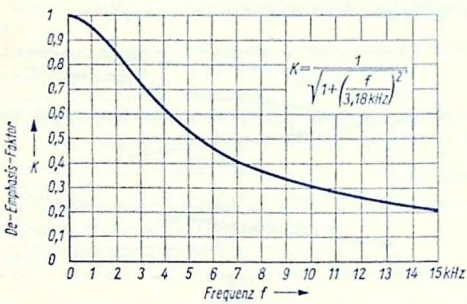


Bild 2

Der Faktor K, um den die Spannung mit dieser De-Emphasis abgesenkt wird, ist gegeben mit

$$K = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{gr}}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{3{,}18\ \mathrm{kHz}}\right)^2}} \qquad \textbf{(Bild 2)}$$

Den Einfluß des De-Emphasis-Faktors auf das Rauschspannungs-Spektrum zeigt **Bild 3**. Aus

ihm ist das Mono-Rauschspannungs-Spektrum in **Bild 4** mit auf das Zehnfache vergrößertem Ordinaten-Maßstab nochmals herausgezeichnet.

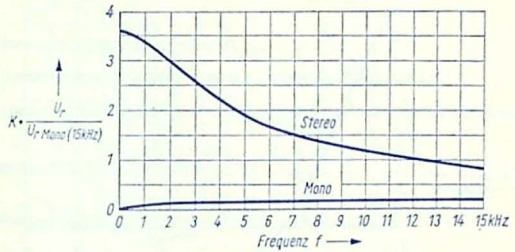


Bild 3

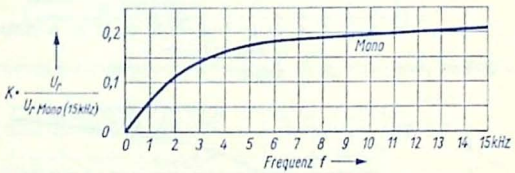


Bild 4

Vergleich der Rauschleistungen bei Mono- und bei Stereo-Betrieb

Um die Rauschleistungs-Erhöhung, die sich beim Übergang vom Mono-Betrieb auf Stereo-Betrieb ergibt, zu ermitteln, muß man die über den Frequenzbereich (0 ... 15) kHz gemittelten Quadrate der spektralen Rauschspannungs-Komponenten zueinander ins Verhältnis setzen. Mit

U_{rB} Gesamt-Rauschspannung im Frequenzbereich $f = 0$ bis $f = f_0 = 15$ kHz hinter der De-Emphasis (Effektivwert)

ergibt sich aus den **Bildern** 5 und 6 (die aus den Bildern 4 und 5 folgen):

$$\frac{(U_{rB\ Stereo})^2}{(U_{rB\ Mono})^2} \approx \frac{3{,}75}{0{,}0315} \approx 120$$

Das entspricht einer gegenüber Mono-Betrieb um rund 21 dB größeren Rauschleistung bei Stereo-Betrieb.

Nach DIN 5054 muß hierbei für das Wahrnehmen des Rauschens zusätzlich die Verschiedenheit der Spektren der nach der De-Emphasis auftretenden Rauschspannungen (Bilder 3 und 4) berücksichtigt werden: Im Rauschen, das bei Stereo-Betrieb auftritt, ist der Frequenz-

bereich etwa unterhalb 3 kHz besonders stark vertreten. In diesem Sinne sind zu den rund 21 dB noch 3 dB hinzuzufügen, womit sich insgesamt eine um rund 24 dB größere Rausch-

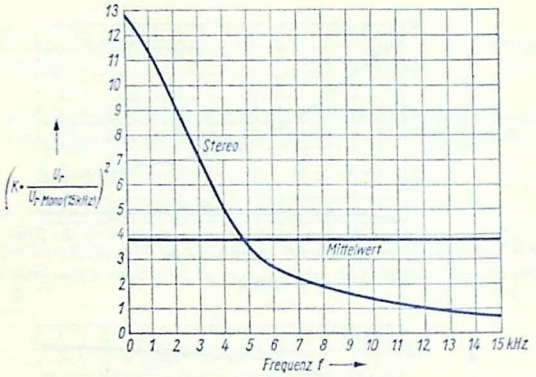


Bild 5

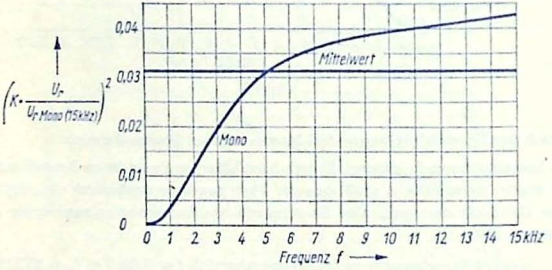


Bild 6

leistung ergibt. Die Verschiedenheit der Spektren bewirkt, daß man beim Stereo-Rauschen mehr ein Rumpeln statt des beim Mono-Rauschen wahrgenommenen Zischens hört.

Rausch-Abstand

Für die nachstehenden Beziehungen werden zusätzlich die folgenden Formelzeichen benötigt:

U_N niederfrequente Nutzsignalspannung hinter der De-Emphasis (Effektivwert)

D Verhältnis der niederfrequenten Ausgangsspannung des Demodulators (vor der De-Emphasis) zu dem Frequenzhub des dazu gehörenden Hf-Signals (Demodulationsfaktor)

F	Empfänger-Rauschzahl
H	Frequenzhub des Nutzsignals U_{NHf}
$k \cdot T_0$	$4 \cdot 10^{-21}$ W · s
R_A	Antennen-Ausgangswiderstand
U_A	Antennen-Klemmenspannung bei Anpassung (Effektivwert)
B_{Hf}	Hochfrequenzbandbreite des Empfängers, gemessen am Demodulator-Eingang

Vorausgesetzt ist $U_A > 3 \cdot \sqrt{F \cdot k \cdot T_0 \cdot R_A \cdot B_{Hf}}$

Für die Signalspannung U_N hinter der De-Emphasis gilt:

$$(U_N)^2 = D^2 \cdot H^2 \cdot \frac{1}{1 + \left(\frac{f}{f_{gr}}\right)^2}$$

Für die spektrale Rauschspannungs-Komponente U_{rHf} am Eingang des Empfängers gilt:

$$U_{rHf} = \sqrt{F \cdot k \cdot T_0 \cdot R_A \cdot \mathrm{d}f}$$

Hiermit wird

$$h_r = \sqrt{2} \cdot \frac{\sqrt{F \cdot k \cdot T_0 \cdot R_A \cdot \mathrm{d}f}}{U_A} \cdot f$$

Man erhält daraus bei Mono-Betrieb

$$U_r \cdot K = D \cdot h_r \cdot K = D \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{\sqrt{F \cdot k \cdot T_0 \cdot R_A \cdot \mathrm{d}f}}{U_A} \cdot f \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{gr}}\right)^2}}$$

$$(U_{rB})^2 = \int_0^{f_o} D^2 \cdot 2 \cdot \frac{F \cdot k \cdot T_0 \cdot R_A}{(U_A)^2} \cdot f^2 \cdot \frac{1}{1 + \left(\frac{f}{f_{gr}}\right)^2} \cdot \mathrm{d}f$$

$$= D^2 \cdot 2 \cdot \frac{F \cdot k \cdot T_0 \cdot R_A}{(U_A)^2} \cdot f_{gr}^2 \cdot \left(f_o - f_{gr} \cdot \arctan \frac{f_o}{f_{gr}}\right)$$

Hieraus folgt der Rausch-Abstand, d. h. das in Dezibel ausgedrückte Verhältnis von Nutzleistung zu Rauschleistung, bei Mono-Betrieb

$$10 \cdot \lg \frac{(U_N)^2}{(U_{rB})^2} = 10 \cdot \lg \left[\left(\frac{H}{f_{gr}} \right)^2 \cdot \frac{(U_A)^2}{2 \cdot F \cdot k \cdot T_0 \cdot R_A} \cdot \frac{1}{f_o - f_{gr} \cdot \arctan \frac{f_o}{f_{gr}}} \cdot \frac{1}{1 + \left(\frac{f}{f_{gr}} \right)^2} \right]$$

In **Bild 7** ist der Rausch-Abstand als Funktion der Antennenspannung für Mono- und Stereo-Betrieb für folgende Werte aufgetragen

$f_{gr} = 3{,}18$ kHz $\quad f_o = 15$ kHz $\quad f = 1$ kHz $\quad H = \pm 15$ kHz
$R_A = 60\ \Omega$ $\quad F = 3$ dB, 6 dB, 9 dB

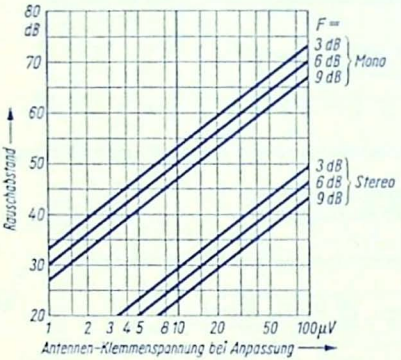


Bild 7

Die Rausch-Abstände für Mono-Betrieb folgen aus der vorher angegebenen Beziehung und sind für Stereo um rund 24 dB geringer. Hierbei ist berücksichtigt, daß für Stereo nicht der gleiche Nutzhub in Frage kommt wie für Mono. Entsprechend der FCC-Norm wird mit Rücksicht auf das Übertragen des Pilotsignals der Nutzhub bei Stereo-Betrieb um 10% verringert. Daher ist der Unterschied zwischen den Rauschabständen für Stereo- und Mono-Betrieb nochmals um 1 dB größer als oben angegeben.

Übersicht über die Stereo-Decoder

Mit einem Stereo-Decoder kann man aus der vom Ratio-Detektor gelieferten Spannung des Stereo-Multiplex-Signals die zum Steuern des Nf-Stereo-Verstärkers benötigten Spannungen u_L und u_R gewinnen.
Im folgenden werden die einzelnen Stufen der Stereo-Decoder kurz beschrieben und die prinzipielle Arbeitsweise der gebräuchlichen Decoder-Arten anhand eines als Beispiel angenommenen Stereo-Multiplex-Signals dargestellt.

Forderungen an Zf-Teil und Ratio-Detektor

Im Interesse einer sauberen gegenseitigen Trennung des L- und R-Signals ist bei einem maximalen Frequenzhub von 75 kHz, eine Zf-Bandbreite von wenigstens 200 kHz notwendig. Im übrigen muß die Ausgangsspannung des Ratio-Detektors bei gleichgehaltenem Modulationsgrad des UKW-Trägers für alle Modulations-Frequenzen näherungsweise konstant sein.

Die Elemente der gebräuchlichen Decoder

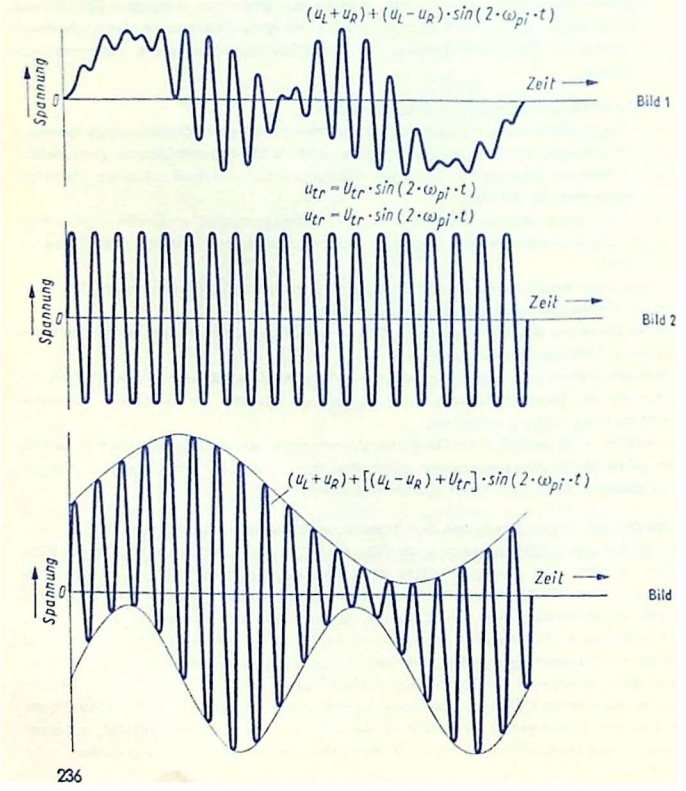
Unabhängig vom Arbeitsprinzip des Decoders besteht die Notwendigkeit, die Zf-Spannung sowie Spannungen mit Frequenzen, die höher sind als 53 kHz, vom Decoder fernzuhalten. Deshalb liegt im Eingang des Decoders üblicherweise ein Tiefpaß mit einem Durchlaß-Frequenzbereich bis 53 kHz.
Der Tiefpaß wird meistens hinter eine Verstärkerstufe geschaltet, wodurch ein hoher Wert des Eingangswiderstandes des Decoders und gleichzeitig eine Leistungs-Verstärkung erreicht wird.
Die Spannung des Pilot-Signals wird im allgemeinen durch einen Resonanzkreis für 19 kHz aus dem Stereo-Multiplex-Signal herausgehoben.
Aus der Spannung des Pilot-Signals wird dann durch Frequenz-Verdopplung die Spannung des Stereo-Hilfsträgers gewonnen.
Am Ausgang eines jeden Decoders befindet sich ein AM-Demodulator in dem mit Hilfe der Spannung des Stereo-Hilfsträgers die beiden zum Steuern der Nf-Kanäle dienenden Spannungen u_L und u_R entstehen.
Im Decoder wird zusätzlich die De-Emphasis vorgenommen, d.h. die Anhebung im Bereich der hohen Modulationsfrequenzen wird rückgängig gemacht. Hierfür gibt es mehrere Möglichkeiten. Auf sie wird hier nicht eingegangen.

Anordnungen zum Gewinnen der Spannung des Stereo-Hilfsträgers

- Die fast ausschließlich ausgenutzte Möglichkeit ist damit gegeben, daß man das Pilot-Signal verstärkt und daraus mit Hilfe einer Zweiweg-Gleichrichtung und eines 38 kHz-Resonanzkreises die Spannung des Stereo-Hilfsträgers gewinnt. Dieses Prinzip macht den Einsatz von wenigstens zwei Verstärker-Elementen notwendig. Es bietet aber den Vorteil, daß die Spannung des Stereo-Hilfsträgers sich dem Pilot-Signal anpaßt. D. h.: Sie steigt und fällt mit der Stereo-Eingangsspannung und tritt bei Mono-Empfang nicht auf. Dabei kann sogar die Verstärkung der Spannung des Pilot-Signals bei einer für Stereo-Wiedergabe nicht ausreichenden Hf-Eingangsspannung automatisch unterdrückt werden. Damit kann der Decoder bei nur geringem Mehraufwand mit einer Anzeige für Stereobetrieb und einer automatischen Umschaltung zwischen Stereo- und Mono-Betrieb ausgerüstet werden.

● Eine weitere Möglichkeit, die einen geringeren Aufwand erfordert, ist mit einem 19 kHz-Oszillator gegeben, der von dem Pilot-Signal synchronisiert wird. Man betreibt den Oszillator so, daß in seiner Ausgangsspannung die zweite Harmonische (38 kHz) einen großen Anteil hat. Zum Aussieben dieser Frequenz dient ein 38 kHz-Resonanzkreis. Der Nachteil dieser Methode ist damit gegeben, daß die Oszillatorspannung einen konstanten, von der Eingangsspannung unabhängigen Wert hat, was bei geringer Eingangsspannung zu unbefriedigender Stereo-Wiedergabe führt.

Auch kann eine Stereo-Anzeige nicht so einfach ausgeführt werden wie bei der an erster Stelle genannten Möglichkeit.



Die drei Decoder-Arbeitsverfahren

Aus dem Stereo-Multiplex-Signal können die Spannungen u_L und u_R mit Hilfe der Spannung des Stereo-Hilfsträgers gewonnen werden. Die drei hierfür ausgenutzten Verfahren sind:

- das Hüllkurven-Verfahren (Envelope-Verfahren)
- das Trenn-Verfahren (Matrix-Verfahren), d. h. das Verfahren mit dem Trennen von Stereo-Haupt-Signal und Stereo-Zusatz-Signal mittels Filter
- das Schalter-Verfahren (Zeit-Multiplex-Verfahren).

Das Hüllkurven-Verfahren (Envelope-Verfahren)

Hierbei wird die Spannung des Hilfsträgers der Spannung des um das Pilot-Signal verminderten Stereo-Multiplex-Signals so zugefügt, wie das mit den **Bildern 1 ... 3** veranschaulicht ist. Das Ergebnis der Überlagerung ist ein Gesamtspannungsverlauf, dessen eine Hüllkurve das L-Signal und dessen andere Hüllkurve das R-Signal darstellen.

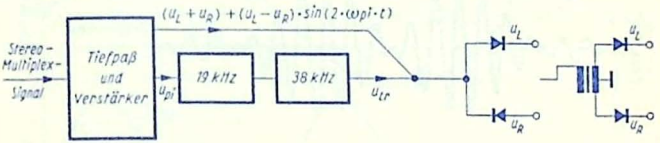


Bild 4

Zum Gewinnen der beiden NF-Signalspannungen aus der Spannung nach Bild 3 benötigt man einen Zweiweg-Demodulator. **Bild 4** zeigt den Blockschaltplan eines Decoders, der nach dem Hüllkurven-Verfahren arbeitet, mit zwei Varianten für das Prinzip der Ausgangsschaltung.

Von den hier beschriebenen Verfahren erfordert das Hüllkurven-Verfahren den geringsten Aufwand.

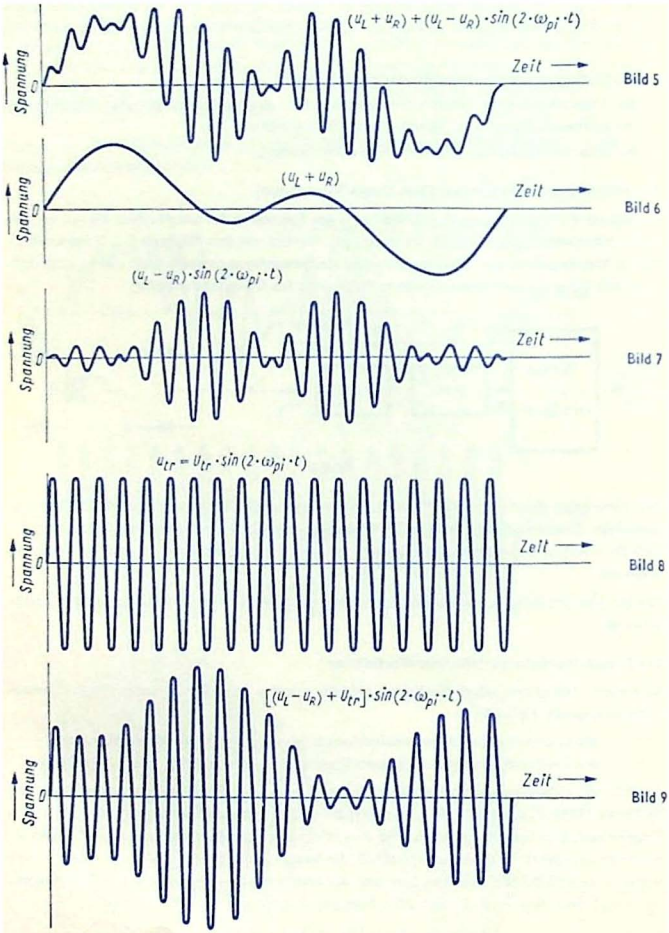
Das Trenn-Verfahren (Matrix-Verfahren)

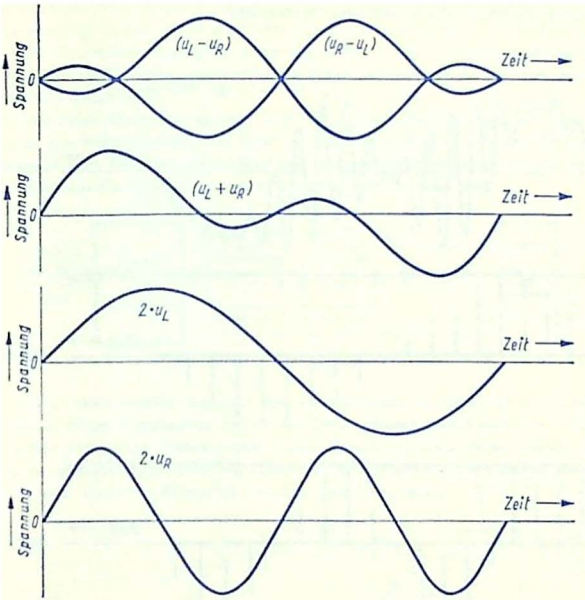
Bei diesem Verfahren wird die Spannung des um das Pilot-Signal verminderten Stereo-Multiplex-Signals **(Bild 5)** in

die Spannung des Stereo-Hauptsignals $(u_L + u_R)$ **(Bilder 6 und 11)** und in
die Spannung des Stereo-Zusatz-Signals $(u_L - u_R) \cdot \sin(2 \cdot \omega_{pi} \cdot t)$ **(Bild 7)**

mit Hilfe von Filtern aufgespalten. Dem Stereo-Zusatz-Signal fügt man dann die Spannung des Stereo-Hilfsträgers **(Bild 8)** zu und erhält so den in **Bild 9** gezeigten zeitlichen Spannungsverlauf. Die Spannung nach Bild 9 wird zwei gegenphasig arbeitenden AM-Demodulatoren zugeführt. In ihnen ergeben sich die Spannungen $(u_L - u_R)$ und $-(u_L - u_R) = (u_R - u_L)$ **(Bild 10)**. Aus den Summen der Spannung $(u_L + u_R)$ und den Spannungen $(u_L - u_R)$ bzw. $(u_R - u_L)$ folgen die Signalspannungen $2 \cdot u_L$ und $2 \cdot u_R$:

$$(u_L + u_R) + (u_L - u_R) = 2 \cdot u_L$$
$$(u_L + u_R) + (u_R - u_L) = 2 \cdot u_R$$


$(u_L + u_R) + (u_L - u_R) \cdot \sin(2 \cdot \omega_{pi} \cdot t)$
Spannung
0
Zeit
Bild 5
$(u_L + u_R)$
Spannung
0
Zeit
Bild 6
$(u_L - u_R) \cdot \sin(2 \cdot \omega_{pi} \cdot t)$
Spannung
0
Zeit
Bild 7
$u_{tr} = U_{tr} \cdot \sin(2 \cdot \omega_{pi} \cdot t)$
Spannung
0
Zeit
Bild 8
$[(u_L - u_R) + U_{tr}] \cdot \sin(2 \cdot \omega_{pi} \cdot t)$
Spannung
0
Zeit
Bild 9



Das zeigen die **Bilder 12** und **13**, die aus den Bildern 10 und 11 entstehen.

In **Bild 14** ist der Blockschaltplan eines Decoders zu sehen, der nach diesem Verfahren arbeitet.

Ein Vorteil dieses Verfahrens ist die völlige Trennung von Stereo-Haupt-Signal und Stereo-Zusatz-Signal, was Korrekturen in Phasen- und Frequenzgang gestattet. Einigen Aufwand bedeuten hierbei die Filter.

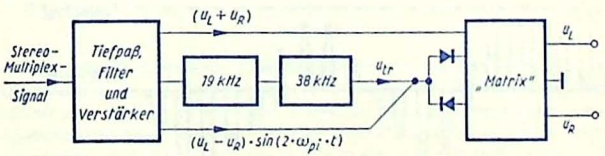
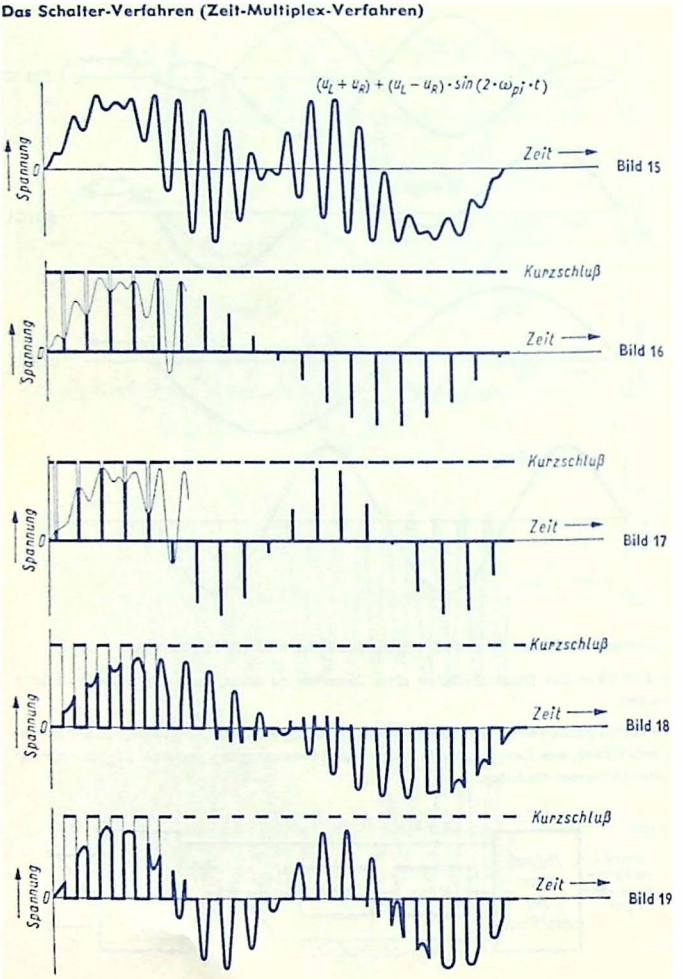


Bild 14


$(u_L + u_R) + (u_L - u_R) \cdot \sin(2 \cdot \omega_{pi} \cdot t)$
Spannung
0
Zeit
Bild 15
Kurzschluß
Spannung
0
Zeit
Bild 16
Kurzschluß
Spannung
0
Zeit
Bild 17
Kurzschluß
Spannung
0
Zeit
Bild 18
Kurzschluß
Spannung
0
Zeit
Bild 19

Beim Schalter-Verfahren verwendet man die Spannung des Stereo-Hilfsträgers zum Schalten. Man fügt sie hier somit nicht dem Stereo-Multiplex-Signal zu. Man überträgt dessen um das Pilot-Signal verminderte Spannung **(Bild 15**, übereinstimmend mit den Bildern 1 und 5) auf zwei Wegen und schaltet die Wege wechselweise im Takt der Spannung des Stereo-Hilfsträgers.

Würden beide Übertragungswege jeweils nur ganz kurzzeitig derart entsperrt, daß nur die zu den Scheitelwerten und ihrer nächsten Umgebung gehörenden Zeitspannen als Öffnungszeiten aufträten, so ergäben sich Impulsfolgen, deren Hüllkurven zeitlich ebenso verlaufen wie die Signalspannungen u_L und u_R **(Bilder 16** und **17)**.

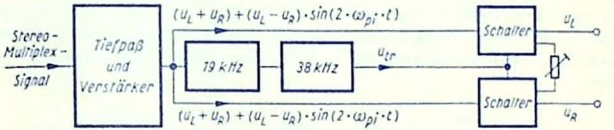


Bild 20

In Wirklichkeit arbeitet man mit dem weit einfacher zu realisierenden wechselseitigen Sperren. Dabei entsprechen Sperr- und Öffnungszeiten jeweils etwa einer Halbperiode des Stereo-Hilfsträgers. Man erhält so zwei Signalspannungen, deren jede noch einen Anteil der anderen Signalspannung enthält **(Bilder 18** und **19)**. Diese Anteile kann man mit Hilfe einer einfachen Kompensations-Schaltung eliminieren.

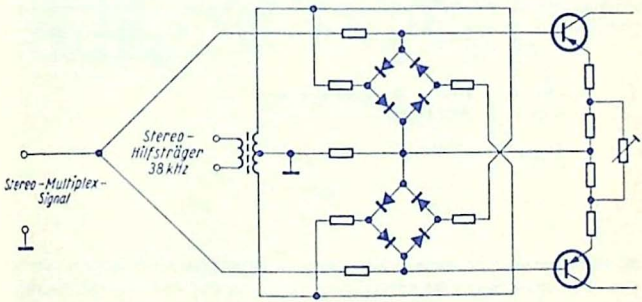


Bild 21

In **Bild 20** ist der Blockschaltplan dieser Decoder-Art enthalten. **Bild 21** zeigt die zwei als Ringmodulatoren ausgebildeten Schalter, sowie eine hierzu gehörende Kompensations-Schaltung zum Eliminieren der eben erwähnten Signalspannungs-Fremdanteile. Die Kompensations-Schaltung besteht im Falle des Bildes 21 darin, daß die Emitter-Vorwiderstände aufgeteilt und über einen (auch in Bild 20 eingetragenen) Stellwiderstand miteinander verkoppelt sind.

Drei mit Transistoren bestückte Stereo-Decoder

Zwei Stereo-Decoder, die nach dem Hüllkurven-Verfahren arbeiten

Die beiden zunächst beschriebenen Decoder (Bilder 1 und 4) arbeiten nach dem Hüllkurven-Verfahren. (Siehe hierzu Seite 237). Die Eingangsspannung für diese Decoder wird dem Ausgang des Ratio-Detektors des für Stereo-Empfang eingerichteten Rundfunkgerätes entnommen.

Die Schaltung der Eingangsstufe beider Decoder ist im Prinzip gleich. Der Resonanzkreis für das 19-kHz-Pilot-Signal liegt am Collector. Für das übrige Signal wirkt am Emitter eine kräftige Gegenkopplung, wodurch der Eingangswiderstand auf etwa 100 kΩ erhöht wird. Die Decoder unterscheiden sich in der Art, wie der Stereo-Hilfsträger gewonnen wird.

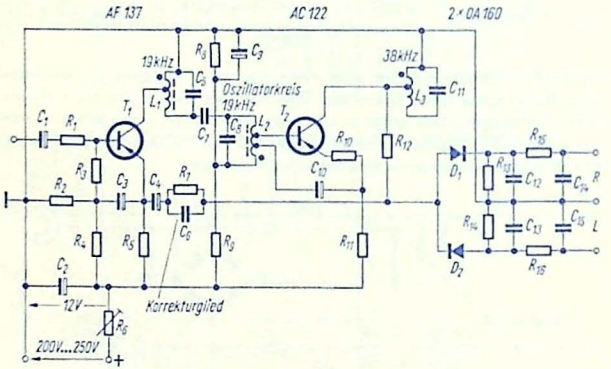


Bild 1

Sie können wegen ihres geringen Speisestromes entweder aus einer Batterie oder über einen Vorwiderstand aus der Anodenstrom-Versorgung des UKW-Empfängers gespeist werden.

Decoder mit 19-kHz-Oszillator

Dieser zeichnet sich durch eine besonders einfache Schaltung (**Bild 1**) und durch sehr geringen Strombedarf (1,8 mA) aus. In diesem Decoder wird ein 19-kHz-Oszillator durch das Pilot-Signal synchronisiert und der Stereo-Hilfsträger durch Aussieben der 1. Oberwelle aus der Oszillatorspannung gewonnen.

Die Schaltung des Decoders gliedert sich in:

- die **Eingangsstufe**
- den **19-kHz-Oszillator**
- den **Demodulatorteil** mit zwei entgegengesetzt gepolten Dioden für die Ausgänge L und R

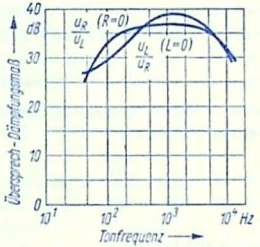


Bild 2

Der Oszillator schwingt mit 19 kHz. Im Interesse eines stabilen Betriebes ist der Emitterwiderstand R_{19} mit 1 kΩ gewählt, womit auch Exemplarstreuungen der Transistoren ihren Einfluß auf die Funktion der Stufe verlieren. Um eine kräftige erste Oberwelle (zweite Harmonische, zweite Teilwelle) zu erhalten, wurde der Arbeitspunkt auf $-I_C$ = 0,2 mA bei $-U_{CE}$ = 10 V gelegt. Dabei ist $-I_C$ = 0,2 mA der Ruhe-Gleichstrom. Bei schwingendem Oszillator erhöht sich der Wert von $-I_C$ auf ca. 0,3 mA.

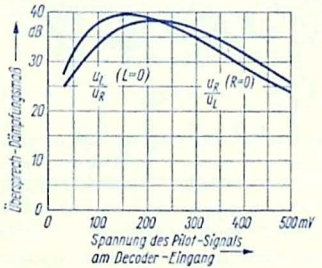


Bild 3

Der 38-kHz-Resonanzkreis, von dem ein Teil der Spule im Collector-Stromkreis des Transistors T_2 liegt, filtert die erste Oberwelle der Oszillatorspannung heraus. Diese Spannung liegt über dem Widerstand R_{12} an der Leitung, über die das Stereo-Multiplex-Signal an den Demodulator-Eingang gelangt.

Die Basis-Emitter-Signalspannung des Transistors T_1 muß für ausreichendes Synchronisieren des Oszillators wenigstens 50 mV betragen. Ein Spitzenwert der Eingangsspannung von 2,5 V kann noch ohne nennenswerte Verzerrung verarbeitet werden (Klirrgrad unter 1%).

Das Stereo-Multiplex-Signal wird am Emitter von T_1 abgenommen und über ein Korrekturglied R_7, C_6 an den Eingang des Demodulatorteils gegeben. Dort erfolgt die Addition mit der Spannung des Stereo-Hilfsträgers. Mit dem Korrekturglied wird die Blindkomponente des komplexen Eingangswiderstandes der Demodulatorschaltung annähernd kompensiert.

Das erreichte Übersprech-Dämpfungsmaß ist in den **Bildern 2** und **3** aufgezeichnet.

Da der erste Transistor für das Signal als Impedanzwandler arbeitet, ist die Spannungsverstärkung des Decoders kleiner als 1. Es gilt:

$$\frac{u_R}{u_{in}} = \frac{u_L}{u_{in}} \approx 0{,}3$$

Decoder mit Pilotspannungsverstärkung

In diesem Decoder wird der Stereo-Hilfsträger so gewonnen, daß das Pilot-Signal verstärkt wird und daraus mit Hilfe einer Zweiweg-Gleichrichtung die notwendige Frequenzverdoppelung entsteht.

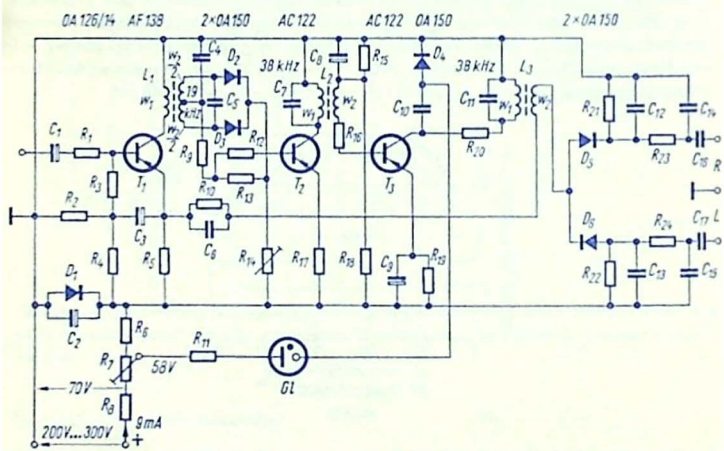


Bild 4

Damit ist die hier ausgenutzte Möglichkeit einer einfachen automatischen Umschaltung zwischen Mono- und Stereo-Betrieb mit entsprechender Anzeige gegeben.

Die Schaltung ist in **Bild 4** dargestellt. Sie umfaßt

- eine **Eingangsstufe,**
- den **Frequenzverdoppler,**
- den **Verstärker für den Stereo-Hilfsträger** mit je einem 38-kHz-Resonanzkreis an den Collectoren der Transistoren T_2 und T_3,
- den **Demodulatorteil** mit den zwei entgegengesetzt gepolten Dioden D_5 und D_6 sowie
- den **Anzeigeteil** mit der Glimmlampe Gl, der Diode D_4, dem Kondensator C_{10}, dem Widerstand R_{11} und dem Einstellwiderstand R_7, an dem die abgegriffene Spannung so eingestellt wird, daß die Glimmlampe bei Mono-Wiedergabe sicher löscht.

Der Einstellwiderstand R_{11} gestattet es, die Phase des zuzufügenden Stereo-Hilfsträgers um etwa 35° zu drehen und so mit entsprechendem Abgleich die bestmögliche Kanaltrennung zu erreichen.

Über die Dioden D_2 und D_3 wird der Transistor T_2 sowohl mit Wechselspannung wie auch mit Gleichspannung gesteuert. Aufgrund dessen steigt der Betrag des Collector-Gleichstromes mit zunehmender Spannung des Pilot-Signals an. Weil bei Mono-Empfang kein Pilot-Signal vorhanden ist, kommt über den ersten Resonanzkreis keine Spannung. Folglich wird der Transistor T_2 gesperrt und das sonst von ihm verursachte Rauschen ist damit unterdrückt.

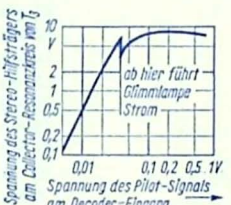


Bild 5

Mit zunehmender Spannung des Pilot-Signals am Decodereingang steigt die Spannung am Collector-Resonanzkreis des Transistors T_3 — wegen der schon erwähnten zusätzlichen Gleichspannungssteuerung des Transistors T_2 — erst stärker als proportional an und wird dann (aufgrund des niedrigen Wertes des Resonanzwiderstandes dieses Kreises in Verbindung mit dem Vorwiderstand R_{20}) auf etwa 8 V begrenzt **(Bild 5).**

Der Verstärker für den Stereo-Hilfsträger hat einen niedrigen Ausgangswiderstand. Das ist bezüglich der erwünschten Phasenstarrheit und im Hinblick auf das Zufügen des Stereo-Hilfsträgers zum Stereo-Multiplex-Signal günstig.

Das Stereo-Multiplex-Signal wird am Emitter von T_1 abgenommen und über ein Korrekturglied R_{10}, C_6 sowie über w_2 von L_3 an den Eingang der Demodulatorschaltung gegeben. Mit dem Korrekturglied wird die Blindkomponente des dort auftretenden komplexen Widerstandes kompensiert.

Die Arbeitswiderstände R_{21} und R_{22} der Demodulatorschaltung sind so an die Speisespannung angeschlossen, daß die Dioden D_5 und D_6 beim Fehlen der Spannung des Hilfsträgers in Durchlaßrichtung vorgespannt sind und damit von einem (schwachen) Vorstrom durchflossen werden. Dies ist notwendig, damit die Dioden das Eingangs-Signal beim Empfang von Mono-Sendungen bzw. das Mittensignal bei Mono-Wiedergabe eines Stereo-Multiplex-Signals unverzerrt weiterleiten.

Infolge der hohen Werte von R_{21} und R_{22} wird die Demodulation des Stereo-Multiplex-Signals durch die eben erwähnte Vorspannung nicht beeinträchtigt.

Bei Stereo-Wiedergabe wird die Glimmlampe Gl mit der aus der Spannung des Stereo-Hilfsträgers an T_3 mit der Diode D_4 gewonnenen Zusatz-Gleichspannung gezündet und zeigt so den Stereo-Betrieb an. Die hierzu erforderliche Vorspannung wird an dem Widerstand R_7 eingestellt.

Das Übersprech-Dämpfungsmaß ist in dem Decoder mit der Schaltung nach Bild 4 größer als bei dem Decoder mit der Schaltung nach Bild 1 (siehe hierzu die Bilder 2 und 3).

Schaltteilliste zu Bild 1

Widerstände

R_1	Schichtwiderstand	15 kΩ	0,1 W
R_2	Schichtwiderstand	47 kΩ	0,1 W
R_3	Schichtwiderstand	10 kΩ	0,1 W
R_4	Schichtwiderstand	24 kΩ	0,1 W
R_5	Schichtwiderstand	3,3 kΩ	0,1 W
R_6	Einstellwiderstand	200 kΩ	1 W
R_7	Schichtwiderstand	15 kΩ	0,1 W
R_8	Schichtwiderstand	91 kΩ	0,1 W
R_9	Schichtwiderstand	10 kΩ	0,1 W
R_{10}	Schichtwiderstand	1 kΩ	0,1 W
R_{11}	Schichtwiderstand	5,1 kΩ	0,1 W
R_{12}	Schichtwiderstand	22 kΩ	0,1 W
R_{13}	Schichtwiderstand	47 kΩ	0,1 W
R_{14}	Schichtwiderstand	47 kΩ	0,1 W
R_{15}	Schichtwiderstand	33 kΩ	0,1 W
R_{16}	Schichtwiderstand	33 kΩ	0,1 W

Kondensatoren

C_1	Elektrolytkondensator	1 µF	30 V
C_2	Elektrolytkondensator	50 µF	15 V
C_3	Elektrolytkondensator	50 µF	3 V
C_4	Elektrolytkondensator	10 µF	12 V
C_5	Styroflexkondensator	1 nF	125 V
C_6	Styroflexkondensator	200 pF	125 V
C_7	Styroflexkondensator	125 pF	125 V

C_8	Styroflexkondensator	1,6 nF	125 V
C_9	Elektrolytkondensator	10 µF	12 V
C_{10}	Elektrolytkondensator	1 µF	3 V
C_{11}	Styroflexkondensator	800 pF	125 V
C_{12}	Styroflexkondensator	2 nF	125 V
C_{13}	Styroflexkondensator	2 nF	125 V
C_{14}	Styroflexkondensator	250 pF	125 V
C_{15}	Styroflexkondensator	250 pF	125 V

Spulen

L_1, L_2, L_3	je 1 Siferit-Schalenkern B 65561 N 22 A 250, 18×14, AL 250 der Fa. Siemens & Halske AG	
L_1	482 Windungen, angezapft bei 100 Windungen	0,16 CuL
L_2	388 Windungen, angezapft bei 40 und 100 Windungen	0,18 CuL
L_3	280 Windungen, angezapft bei 80 Windungen	0,2 CuL

Dioden und Transistoren

D_1, D_2	2 × Germanium-Diode	OA 160
T_1	Transistor	AF 137
T_2	Transistor	AC 122

Schaltteilliste zu Bild 4

Widerstände

R_1	Schichtwiderstand	10 kΩ	0,1 W
R_2	Schichtwiderstand	22 kΩ	0,1 W
R_3	Schichtwiderstand	5,6 kΩ	0,1 W
R_4	Schichtwiderstand	22 kΩ	0,1 W
R_5	Schichtwiderstand	2,2 kΩ	0,1 W
R_6	Schichtwiderstand	3,9 kΩ	0,5 W
R_7	Einstellwiderstand	2,5 kΩ	0,1 W
R_8	Schichtwiderstand	je nach Spannung	2 W
R_9	Schichtwiderstand	6,8 kΩ	0,1 W
R_{10}	Schichtwiderstand	5,6 kΩ	0,1 W
R_{11}	Schichtwiderstand	15 kΩ	0,1 W
R_{12}	Schichtwiderstand	6,2 kΩ	0,1 W
R_{13}	Schichtwiderstand	6,8 kΩ	0,1 W
R_{14}	Einstellwiderstand	5 kΩ	0,1 W
R_{15}	Schichtwiderstand	100 kΩ	0,1 W
R_{16}	Schichtwiderstand	200 Ω	0,1 W
R_{17}	Schichtwiderstand	200 Ω	0,1 W
R_{18}	Schichtwiderstand	10 kΩ	0,1 W
R_{19}	Schichtwiderstand	390 Ω	0,1 W

R_{20}	Schichtwiderstand	1 kΩ	0,1 W
R_{21}	Schichtwiderstand	82 kΩ	0,1 W
R_{22}	Schichtwiderstand	82 kΩ	0,1 W
R_{23}	Schichtwiderstand	56 kΩ	0,1 W
R_{24}	Schichtwiderstand	56 kΩ	0,1 W

Kondensatoren

C_1	Elektrolytkondensator	2 µF	30 V
C_2	Elektrolytkondensator	200 µF	30 V
C_3	Elektrolytkondensator	50 µF	15 V
C_4	Styroflexkondensator	1,2 nF	125 V
C_5	Styroflexkondensator	10 nF	125 V
C_6	Styroflexkondensator	22 nF	125 V
C_7	Styroflexkondensator	10 nF	125 V
C_8	Elektrolytkondensator	2 µF	15 V
C_9	Elektrolytkondensator	5 µF	30 V
C_{10}	Styroflexkondensator	2 nF	125 V
C_{11}	Styroflexkondensator	20 nF	125 V
C_{12}	Styroflexkondensator	500 pF	125 V
C_{13}	Styroflexkondensator	500 pF	125 V
C_{14}	Styroflexkondensator	800 pF	125 V
C_{15}	Styroflexkondensator	800 pF	125 V

Spulen

L_1, L_2, L_3 jeweils Bausatz D 11—1255 der Firma Vogt & Co. KG

L_1	w_1	130 Windungen	0,1 CuL
	w_2	2×205 Windungen	0,2 CuL
L_2	w_1	205 Windungen	0,28 CuL
	w_2	28 Windungen	0,28 CuL
L_3	w_1	145 Windungen	0,32 CuL
	w_2	120 Windungen	0,15 CuL

Glimmlampe

Gl z. B. Miniature neon indicator type 3 L, $U_{aZ} = 80$ V, $U_{aB} \approx 70$ V der Firma Hivac Ltd., South Ruislip, Middlesex.

Dioden und Transistoren

D_1	Referenz-Diode	OA 126/14
$D_2 \ldots D_6$	Germanium-Dioden	OA 150
T_1	Transistor	AF 138
T_2	Transistor	AC 122
T_3	Transistor	AC 122

Decoder nach dem Schalter-Verfahren (Zeit-Multiplex-Verfahren)

Der hier beschriebene Decoder ist mit Silizium-Transistoren bestückt. Er kann aber auch mit Germanium-Transistoren aufgebaut werden. An der Funktion und den Daten (außer einem kleineren Eingangswiderstand bei Germanium-Transistoren) ändert sich dadurch nichts. **Bild 6** zeigt die Schaltung des Decoders. Die vom Stereo-Multiplex-Signal gesteuerte Decoder-Eingangsstufe stellt ausgangsseitig an dem 19-kHz-Resonanzkreis das Pilot-Signal, an dem Emitter-Widerstand das Stereo-Multiplex-Signal mit seiner ursprünglichen Phasenlage und an dem Collector-Widerstand dieses Signal mit der entgegengesetzten Phasenlage zur Verfügung. Aufgrund der gewählten Eingangsschaltung (Bootstrap-Schaltung) hat der Decoder eine hohe Eingangs-Impedanz.

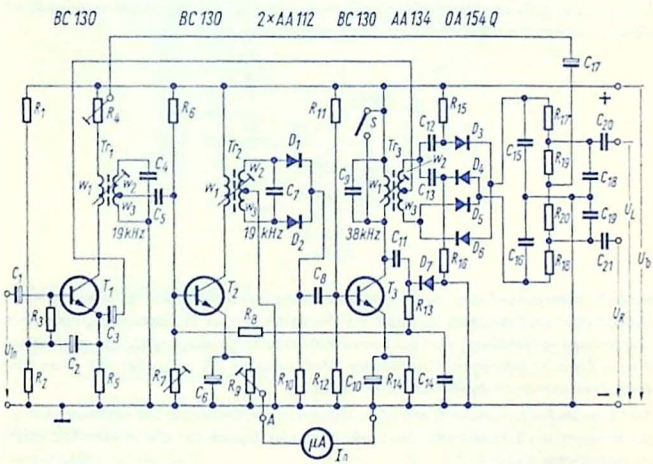


Bild 6

In der zweiten Stufe wird nur das Pilot-Signal verstärkt. Im Anschluß daran findet eine Zweiweg-Gleichrichtung statt, woraus eine Frequenz-Verdopplung folgt. Der so entstehende Spannungs-Anteil mit der Frequenz von 38 kHz stellt den wiedergewonnenen Stereo-Hilfsträger dar. Er wird in der dritten Stufe verstärkt und von deren collectorseitigem 38-kHz-Resonanzkreis auf den aus einem Dioden-Quartett bestehenden Ring-Demodulator übertragen. Hier schaltet der Stereo-Hilfsträger die vier Dioden derart, daß sich aus dem dorthin über den Kondensator C_3 übertragenen Stereo-Multiplex-Signal die Signalspannungen U_R und U_L ergeben. Dabei enthält jede dieser zwei Signalspannungen vorerst noch einen Anteil der anderen Signalspannung. Dies gleicht man in der aus den Widerständen R_{17}, R_{18}, R_{19} und R_{20} bestehenden Widerstands-Matrix aus, indem

man über den Kondensator C_{17} einen an R_1 einstellbaren Anteil des gegenphasigen Multiplex-Signals zuführt.

Der Transistor T_2 ist so vorgespannt, daß er das Pilot-Signal nur wenig verstärkt. Somit tritt bei schwachem Pilot-Signal auch am Ausgang der dritten Stufe der Stereo-Hilfsträger nur mit einem niedrigen Wert auf. Wenn aber das Pilot-Signal einen am Widerstand R_7 einstellbaren Schwellwert überschreitet, genügt die Ausgangsspannung der dritten Stufe des Decoders, um unter Vermittlung der Diode D_7 für den Transistor T_2 eine zusätzliche positive Basis-Emitter-Gleichspannung zu erzeugen, die die Verstärkung dieses Transistors erhöht. Folglich steigen die Ausgangsspannung der dritten Stufe und mit ihr die zusätzliche Vorspannung der zweiten Stufe weiter an, was wiederum der Verstärkung dieser Stufe zugute kommt. Beim Überschreiten des an R_7 eingestellten Schwellwertes für das Pilot-Signal tritt deshalb der Stereo-Hilfsträger am Ausgang der dritten Stufe schlagartig mit einer für einwandfreie Stereo-Wiedergabe ausreichenden Amplitude auf.

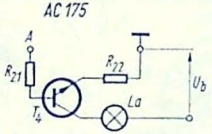


Bild 7

Mit der Vorspannungs-Änderung der zweiten Stufe ist ein sprunghafter Anstieg des Collector-Gleichstromes des Transistors T_2 verknüpft. Die damit an dem Widerstand R_9 auftretende Gleichspannungs-Erhöhung wird zur Stereo-Betriebsanzeige ausgenutzt. Das geschieht mit dem in Bild 6 eingetragenen Strommesser (Vollausschlag 250 µA) oder mit einer über einen Transistor geschalteten Glühlampe **(Bild 7)**.

Bild 8 veranschaulicht den automatischen Übergang von Mono-Betrieb auf Stereo-Betrieb bei Ansteigen des Scheitelwertes des Stereo-Multiplex-Signals für die in dem Bild eingetragenen Daten.

Bei Mono-Betrieb fehlt das Pilot-Signal. Somit bleiben dabei die Stufen 2 und 3 des Decoders wirkungslos. Das Mono-Signal allein wird daher einerseits über den Kondensator C_3, die Ausgangsspule des Transformators Tr_3, das Diodenquartett, die aus R_{17} ... R_{20} bestehende Widerstandsmatrix und die Kondensatoren C_{20}, C_{21} weitergegeben, sowie andererseits gegenphasig mit einem geringeren Betrag über den Kondensator C_{17} auf die Widerstandsmatrix R_{17} ... R_{20} und von da über die Kondensatoren C_{20}, C_{21} geleitet. Das Übertragen des gegenphasigen Mono-Signals ist hierbei belanglos. Es schwächt nur das am Decoder auftretende Signal ein wenig ab.

Wenn das Stereo-Multiplex-Signal nicht so groß ist, daß das darin enthaltene Pilot-Signal den an R_7 eingestellten Schwellwert übersteigt, kommt von ihm nur das Summen-Signal (das Mittensignal) zur Geltung. Das Differenz-Signal (Seitensignal) bleibt dann mitsamt dem darauf entfallenden sehr erheblichen Rauschanteil unwirksam.

Mit dem Schließen des Schalters S (Bild 6 oben, Mitte) wird auch ein willkürliches Umstellen von Stereo- auf Mono-Wiedergabe erreicht. Damit der Ring-Demodulator in den vorstehend behandelten beiden Fällen, in denen es sich nur um Mono-Wiedergabe handelt, keine Verzerrungen bewirken kann, sind dessen Dioden von einem schwachen Vorstrom durchflossen. Dieser geht über die Widerstände R_{15} und R_{16}, wobei der dafür sonst gegebene Kurzschluß mit dem Einfügen der Kondensatoren C_{12} und C_{13} vermieden ist.

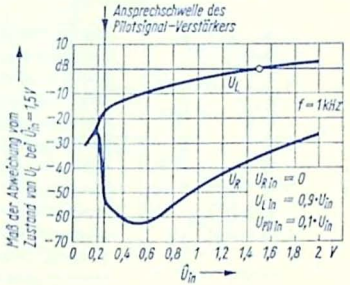


Bild 8

Daten des Decoders nach Bild 6

Speise-Gleichspannung	U_b =	9 V (± 30%)
Speisestrom bei Mono-Betrieb	≈	6 mA
bei Stereo-Betrieb (Bild 6)	≈	10 mA
bei Stereo-Betrieb (Bild 6 mit 7)	≈	100 mA
Eingangs-Impedanz	≈	100 kΩ
Eingangsspannung maximal	≈	2 V (Scheitelwert)
Maximale Umgebungstemperatur	≈	45 °C (im Geräte-Gehäuse)
Übersprechdämpfungsmaß	≈	40 dB (bei 1 kHz)
Klirrgrad bis 1 %:		
bei Mono-Betrieb für	f =	10 Hz ... 15 kHz
bei Stereo-Betrieb für	f =	20 Hz ... 10 kHz
bei Mono- und Stereo-Betrieb für	U_{in} =	0,4 V ... 2 V
Ausgangswiderstand des vorangehenden Ratio-Detektors	≈	10 kΩ
Eingangswiderstand jedes der zwei Eingänge des nachfolgenden NF-Verstärkers, mindestens		250 kΩ

Ausgangs-Impedanzwandler

Ist der Eingangswiderstand des an den Decoder anzuschließenden Nf-Verstärkers niedriger als 250 kΩ, so fügt man zwischen Decoder und Verstärker die mit **Bild 9** veranschaulichte Schaltung ein, deren Eingangswiderstand bei einem Abschlußwiderstand von 20 kΩ je Kanal ≈ 300 kΩ beträgt. Speise-Gleichspannung ≈ 9 V.

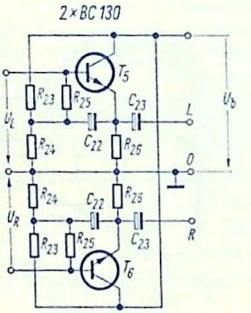


Bild 9

Schaltteilliste zu den Bildern 6, 7 und 9

Widerstände

R_1	Schichtwiderstand	100 kΩ	0,1 W
R_2	Schichtwiderstand	100 kΩ	0,1 W
R_3	Schichtwiderstand	15 kΩ	0,1 W
R_4	Widerstand mit einstellbarem Abgriff	1 kΩ, linear	
R_5	Schichtwiderstand	1 kΩ	0,1 W
R_6	Schichtwiderstand	1 MΩ	0,1 W
R_7	Einstellwiderstand	250 kΩ, linear	
R_8	Schichtwiderstand	27 kΩ	0,1 W
R_9	Widerstand mit einstellbarem Abgriff	1 kΩ, linear	
R_{10}	Schichtwiderstand	10 kΩ	0,1 W
R_{11}	Schichtwiderstand	100 kΩ	0,1 W
R_{12}	Schichtwiderstand	100 kΩ	0,1 W
R_{13}	Schichtwiderstand	27 kΩ	0,1 W
R_{14}	Schichtwiderstand	1 kΩ	0,1 W
R_{15}	Schichtwiderstand	100 kΩ	0,1 W
R_{16}	Schichtwiderstand	100 kΩ	0,1 W
R_{17}	Schichtwiderstand	100 kΩ	0,1 W
R_{18}	Schichtwiderstand	100 kΩ	0,1 W
R_{19}	Schichtwiderstand	330 kΩ	0,1 W

R_{20}	Schichtwiderstand	330 kΩ	0,1 W
R_{21}	Schichtwiderstand	560 Ω	0,1 W
R_{22}	Schichtwiderstand	30 Ω	0,1 W
R_{23}, R_{23}	2× Schichtwiderstand	47 kΩ	0,1 W
R_{24}, R_{24}	2× Schichtwiderstand	56 kΩ	0,1 W
R_{25}, R_{25}	2× Schichtwiderstand	27 kΩ	0,1 W
R_{26}, R_{26}	2× Schichtwiderstand	5,1 kΩ	0,1 W

Kondensatoren

C_1	Elektrolytkondensator	5 µF	3 V
C_2	Elektrolytkondensator	10 µF	3 V
C_3	Elektrolytkondensator	5 µF	6 V
C_4	Styroflexkondensator	4,7 nF	125 V
C_5	Styroflexkondensator	10 nF	125 V
C_6	Elektrolytkondensator	1 µF	3 V
C_7	Styroflexkondensator	4,7 nF	125 V
C_8	Styroflexkondensator	10 nF	125 V
C_9	Styroflexkondensator	4,7 nF	125 V
C_{10}	Elektrolytkondensator	1 µF	3 V
C_{11}	Styroflexkondensator	5 nF	125 V
C_{12}	Styroflexkondensator	40 nF	125 V
C_{13}	Styroflexkondensator	40 nF	125 V
C_{14}	Styroflexkondensator	0,1 µF	125 V
C_{15}	Styroflexkondensator	250 pF	125 V
C_{16}	Styroflexkondensator	250 pF	125 V
C_{17}	Elektrolytkondensator	5 µF	6 V
C_{18}	Styroflexkondensator	400 pF	125 V
C_{19}	Styroflexkondensator	400 pF	125 V
C_{20}	Styroflexkondensator	0,1 µF	125 V
C_{21}	Styroflexkondensator	0,1 µF	125 V
C_{22}, C_{22}	2× Elektrolytkondensator	10 µF	10 V
C_{23}, C_{23}	2× Elektrolytkondensator	10 µF	10 V

Transformatoren

Tr_1, Tr_2, Tr_3	jeweils Bausatz D 11—1255 (mit Abgleichkern) der Firma Vogt & Co. KG			
Tr_1	w_1	30 Windungen	0,18 CuL	
	w_2	520 Windungen	0,18 CuL	
	w_3	80 Windungen	0,18 CuL	
Tr_2	w_1	30 Windungen	0,18 CuL	
	w_2	290 Windungen	0,18 CuL	
	w_3	290 Windungen	0,18 CuL	
Tr_3	w_1	280 Windungen	0,18 CuL	
	w_2	140 Windungen	0,16 CuL	w_2 mit w_3 bifilar
	w_3	140 Windungen	0,16 CuL	

Dioden und Transistoren

D_1	Hf-Diode	AA 112
D_2	Hf-Diode	AA 112
$D_3 \ldots D_6$	Dioden-Quartett	OA 154 Q
D_7	Universal-Diode	AA 134
T_1	npn-Transistor	BC 130
T_2	npn-Transistor	BC 130
T_3	npn-Transistor	BC 130
T_4	npn-Transistor	AC 175
T_5, T_5	2× npn-Transistor	BC 130
T_6, T_6	2× npn-Transistor	BC 130

Sonstiges

In	Strommesser (Bild 6), Vollausschlag	250 µA
La	Glühlampe (Bild 7)	6 V, 0,1 A

Abgleich des Decoders nach Bild 6

An Geräten werden zu diesem Abgleich benötigt:

- ein Stereo-Signalgenerator (Stereo-Coder) möglichst mit Ausgang für Hf-Stereo-Signal (für den Fall, daß der Decoder Teil eines Rundfunkempfängers ist),
- ein Transistor- oder Röhren-Voltmeter möglichst mit einschaltbarem 15-kHz-Tiefpaß, und
- ein Oszillograph.

Zuerst werden mit Hilfe des 19-kHz-Signals (Pilot-Signal) aus dem Stereo-Signalgenerator die drei Resonanzkreise abgestimmt. Dies geschieht bei $R_7 = 250$ kΩ mit $U_{Pil} \approx 100$ mV. Dieser Abgleich wird anschließend mit U_{Pil} dicht über der Schaltschwelle ($U_{Pil} \approx 25$ mV) wiederholt.

Dann legt man ein Stereo-Signal $\hat{U}_{in} \approx 500$ mV mit Nutz-Signal (z. B. 1 kHz) auf nur einem Kanal an den Decoder-Eingang, dreht R_1 auf Null und mißt bei eingeschaltetem 15-kHz-Tiefpaß die beiden Ausgangsspannungen U_R sowie U_L. Mit geringem Verstimmen des 38-kHz-Resonanzkreises stellt man hierbei die maximal mögliche Übersprechdämpfung ein. Diese erhöht man anschließend mit Einstellen des Abgriffes am Widerstand R_4. Zuletzt stellt man am Widerstand R_9 den Maximalausschlag des Instrumentes In für Stereo-Anzeige bzw. die Schaltspannung für den Transistor T_4 ein.

Ist kein Stereo-Signalgenerator vorhanden, so müssen wenigstens die Resonanzkreise mit einem 19-kHz-Generator abgeglichen werden. Das Einstellen der größten Übersprechdämpfung kann dann notfalls bei Empfang einer Stereo-Testsendung vorgenommen werden.

Die Röhre ECC 808 in einem Stereo-Vorverstärker

Die Röhre ECC 808

Diese Röhre hat getrennte Kathoden und zeichnet sich aus durch ihre geringe Brummneigung, ihre geringe Mikrophonieanfälligkeit und ihre gute Übersprechdämpfung zwischen beiden Systemen.

Im folgenden werden zuerst Brummen, Mikrophonie und Übersprechen in der ECC 808 mit den entsprechenden Eigenschaften der ECC 83 verglichen.

Die Verbesserungen im einzelnen

Das **Brummen** der ECC 808 bei Wechselstrom-Heizung ist herabgesetzt durch besonders sorgfältiges Abschirmen der Gitterzuleitungen gegen die Heizfadenzuleitungen. Daher ist es nur in Ausnahmefällen erforderlich, den Heizstromkreis zu symmetrieren.

Die **Mikrophonie** wurde durch ein wirksames Versteifen des Systemaufbaues verringert. Es ergab sich damit gegenüber der ECC 83 (bei gleichen Prüfbedingungen) eine Verminderung der Mikrophoniespannung auf etwa ein Drittel.

Die **Übersprechdämpfung** konnte mit Vermindern der Kapazitäten zwischen beiden Systemen, nämlich $c_{gI/aII}$ und $c_{gII/aI}$, vergrößert werden.

Meßbedingungen zum Messen des Brummens

Für das Messen des Brummens gilt:

a) Gittervorspannung nur am Gitter-Ableitwiderstand $R_g = 10\ \text{M}\Omega$ (bei der Messung mit 10 nF überbrückt) erzeugt.

b) Gittervorspannung an nicht überbrücktem Kathodenwiderstand $R_k = 3\ \text{k}\Omega$ erzeugt, hierbei $R_g = 2{,}2\ \text{M}\Omega$ (bei der Messung mit 10 nF) überbrückt.

Beim Messen des Brummens an Masse gelegter Fassungs-Kontakt:

ECC 808, Kontakt 4 oder Kontakt 5

ECC 83, Kontakte 4 und 5 oder Kontakt 9

Meßwerte

Röhre	ECC 808	ECC 83
Mittlere Brummspannung (Bedingung a))	2,6 µV	38 µV
Mittlere Brummspannung (Bedingung b))	15 µV	200 µV
Kapazität $c_{gI/aII}$ bzw. $c_{gII/aI}$	<0,008 pF	<0,1 pF

ECC 808 in einem Stereo-Vorverstärker

Der hier beschriebene Stereo-Vorverstärker ist für magnetische Tonabnehmer gedacht. Er enthält je Kanal eine hierzu passende Entzerrerschaltung. **Bild 1** zeigt seine Schaltung.

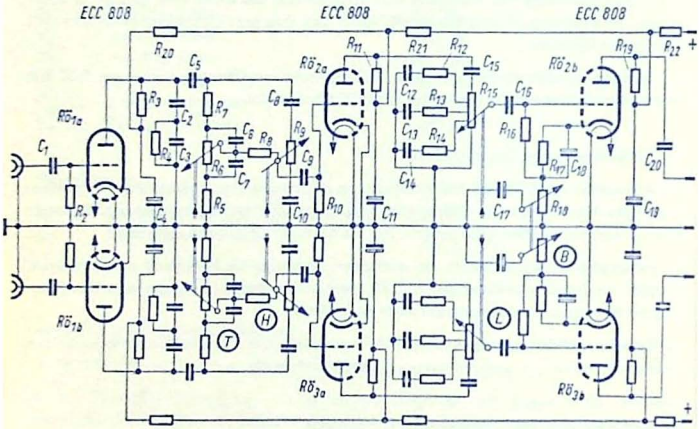


Bild 1

Für die Eingangsstufen der beiden Kanäle werden die beiden Systeme *a* und *b* der Röhre 1 verwendet. Die zwei weiteren Stufen eines jeden Kanals sind mit je einer ECC 808 bestückt ($Rö_{2a}$ und $Rö_{2b}$ bzw. $Rö_{3a}$ und $Rö_{3b}$ in Bild 1).

In Bild 1 sind die Bezeichnungen der Widerstände und Kondensatoren nur für einen Kanal eingetragen. Sie gelten entsprechend auch für den anderen Kanal. Im Schaltplan des anderen Kanals sind die Bezeichnungen der Einstell-Widerstände eingetragen: T Tiefen-Einsteller, H Höhen-Einsteller, L Lautstärke-Einsteller und B Balance-Einsteller.

Die mechanischen Kopplungen der Einstellwiderstände sind im Schaltbild mit dünnen Doppelstrichen angedeutet. Die gezeichneten Stellungen der Abgriffe lassen die Gegenläufigkeit der Einstellungen der zwei Balance-Widerstände erkennen.

Die Gittervorspannungen für die Röhrensysteme der ersten und zweiten Stufe beider Kanäle werden ausschließlich mit Hilfe der Gitter-Ableitwiderstände (R_2 und R_{10}) gewonnen. Für die in den Vorverstärker-Ausgangsstufen enthaltenen Röhrensysteme dient der Kathodenwiderstand $R_{17} + R_{18}$ zum Erzeugen der Gittervorspannung. Der mit R_{17} in Reihe liegende Einstellwiderstand R_{18} wird zum Einstellen der Balance benötigt. Damit die Anodenströme

der Röhrensysteme 2 b bzw. 3 b hiervon unbeeinflußt bleiben, wird an R_{18} nur die Gegenkopplung für das Signal eingestellt. Zu diesem Zweck liegt zwischen dem Abgriff von R_{18} und Masse der Elektrolytkondensator C_{17}.

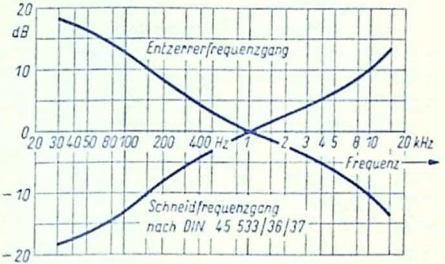


Bild 2

Zum Ausgleich des Schneidfrequenzganges dient die den Ausgang der ersten Stufe überbrückende Kombination aus C_2, C_3 und R_4. **Bild 2** zeigt den damit erreichten, den Schallplatten-Schneidfrequenzgang gut kompensierenden Frequenzverlauf.

Eigenschaften des Stereo-Vorverstärkers

Speise-Gleichspannung			250 V
Ausgangsspannung bei Eingangsspannung	10 mV	(Meßfrequenz 1 kHz)	10 V
Klirrgrad bei Ausgangsspannung	10 V	(Meßfrequenz 1 kHz)	0,6 %
Störabstand bei Eingangsspannung	10 mV	(Meßfrequenz 1 kHz)	68 dB

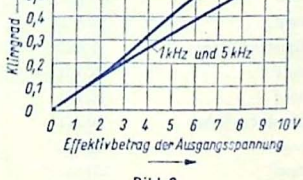


Bild 3

Daß der hier beschriebene Stereo-Vorverstärker hohen Ansprüchen genügt, kann man aus den **Bildern 3, 4 und 5** entnehmen.

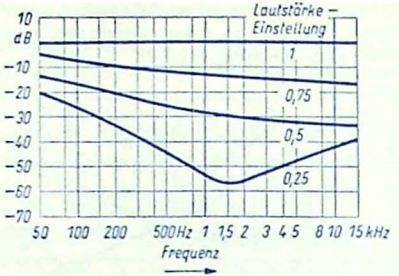


Bild 4

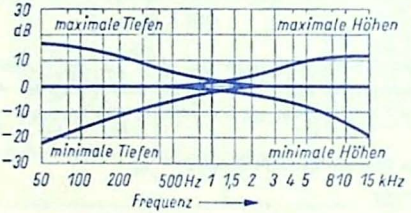


Bild 5

Schaltteilliste für einen Kanal zu Bild 1

R_2	Schichtwiderstand	10 MΩ	0,1 W
R_3	Schichtwiderstand	220 kΩ	0,5 W
R_4	Schichtwiderstand	3,9 kΩ ± 5%	0,1 W
R_5	Schichtwiderstand	10 kΩ	0,1 W
R_6	Schichtdrehwiderstand, linear	1 MΩ	
R_7	Schichtwiderstand	82 kΩ	0,1 W
R_8	Schichtwiderstand	20 kΩ	0,1 W
R_9	Schichtdrehwiderstand, linear	50 kΩ	
R_{10}	Schichtwiderstand	10 MΩ	0,1 W
R_{11}	Schichtwiderstand	100 kΩ	0,5 W
R_{12}	Schichtwiderstand	100 kΩ	0,1 W
R_{13}	Schichtwiderstand	100 kΩ	0,1 W
R_{14}	Schichtwiderstand	15 kΩ	0,1 W

R_{15}	Schichtdrehwiderstand, linear mit 3 Anzapfungen	1,3 MΩ	
R_{16}	Schichtwiderstand	820 kΩ	0,1 W
R_{17}	Schichtwiderstand	2,7 kΩ	0,5 W
R_{18}	Schichtdrehwiderstand, linear	20 kΩ	
R_{19}	Schichtwiderstand	220 kΩ	0,5 W
R_{20}	Schichtwiderstand	10 kΩ	0,25 W
R_{21}	Schichtwiderstand	10 kΩ	0,5 W
R_{22}	Schichtwiderstand	10 kΩ	0,5 W
C_1	Styroflexkondensator	10 nF	125 V =
C_2	Papierkondensator	69 nF ± 5%	250 V =
C_3	Papierkondensator	14,6 nF ± 5%	250 V =
C_4	Elektrolytkondensator	8 µF	350 V =
C_5	Papierkondensator	0,1 µF	250 V =
C_6	Papierkondensator	2,2 nF	125 V =
C_7	Papierkondensator	22 nF	125 V =
C_8	Keramikkondensator	1,5 nF	125 V =
C_9	Styroflexkondensator	47 nF	250 V =
C_{10}	Papierkondensator	15 nF	125 V =
C_{11}	Elektrolytkondensator	8 µF	350 V =
C_{12}	Keramikkondensator	1 nF	250 V =
C_{13}	Papierkondensator	2,2 nF	250 V =
C_{14}	Papierkondensator	22 nF	250 V =
C_{15}	Papierkondensator	47 nF	250 V =
C_{16}	Papierkondensator	47 nF	250 V =
C_{17}	Elektrolytkondensator	10 µF	15 V =
C_{18}	Elektrolytkondensator	10 µF	6 V =
C_{19}	Elektrolytkondensator	8 µF	350 V =
C_{20}	Papierkondensator	47 nF	250 V =

$R_{\ddot{o}1}$	ECC 808 für beide Kanäle gemeinsam
$R_{\ddot{o}2}$	ECC 808 für Kanal I
$R_{\ddot{o}3}$	ECC 808 für Kanal II

AC 160, ein rauscharmer NF-Transistor

Der AC 160 ist ein rauscharmer Transistor für hochwertige Eingangsstufen von Niederfrequenz-Verstärkern, insbesondere von Tonband-Verstärkern.

Er zeichnet sich aus durch ein niedriges Funkelrauschen und eine auch über längere Zeit sowie bei unterschiedlichen Umgebungstemperaturen nahezu gleichbleibende niedrige Rauschzahl.

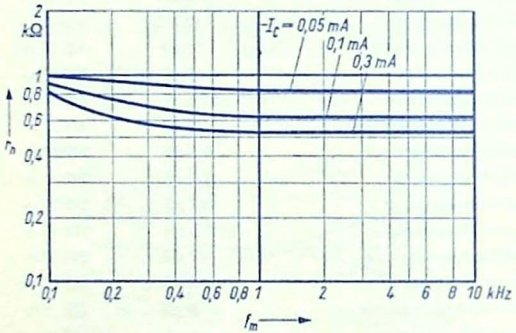


Bild 1

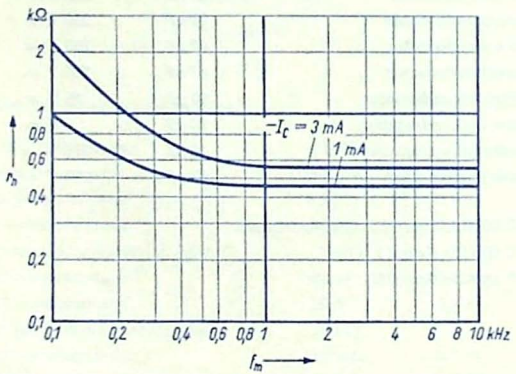


Bild 2

Er besitzt selbst bei niedrigen Collectorströmen einen hohen Stromverstärkungsfaktor β. Eingangskapazität und Rückwirkungskapazität sind sehr klein, ebenso der für das Temperaturverhalten wichtige Collector-Basis-Reststrom I_{CB0}.

Rauscheigenschaften

Die Rauscheigenschaften eines Transistors im Nf-Gebiet lassen sich am besten aus den Rausch-Kennwerten

r_n äquivalenter Rauschwiderstand und

g_{un} äquivalenter unkorrelierter Rauschleitwert

ermitteln. Diese Rausch-Kennwerte sind frequenzabhängig, weil im Nf-Gebiet das proportional zum Kehrwert der Frequenz ansteigende Funkelrauschen einen wesentlichen Einfluß hat.

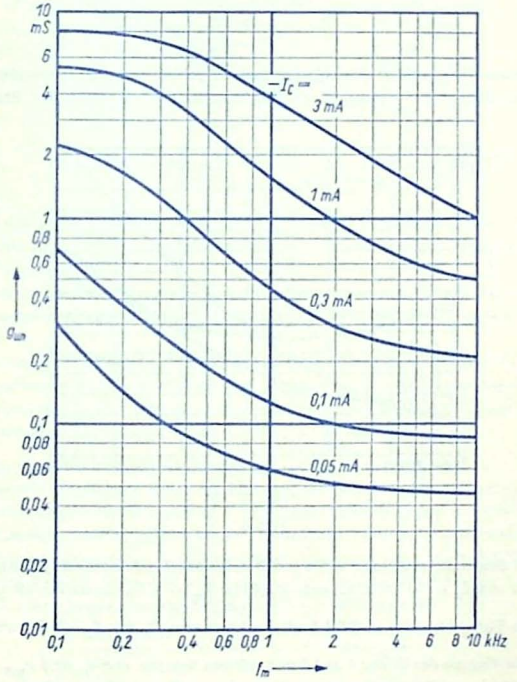


Bild 3

In den **Bildern 1 ... 3** sind für den AC 160 die Werte von r_n und g_{un} als Funktion der Rausch-Mittenfrequenz f_m mit dem Collectorstrom I_C als Parameter dargestellt. Daraus

kann die Rauschzahl F für einen bestimmten Arbeitspunkt bei einer bestimmten Rausch-Mittenfrequenz errechnet werden mit der Beziehung

$$F = 1 + \frac{g_{un}}{G_s} + \frac{r_n}{G_s} \cdot (G_s + g_{un})^2 \qquad (1)$$

Darin ist G_s der (reelle) Ausgangsleitwert der Signalquelle.

Die **Rausch-Mittenfrequenz** f_m ergibt sich aus der oberen Grenzfrequenz f_o und der unteren Grenzfrequenz f_u des Verstärkers:

$$f_m = \frac{f_o - f_u}{\ln \frac{f_o}{f_u}} \qquad (2)$$

Zur Angabe der Rauschzahl F eines Nf-Verstärkers gehört demnach entweder die Kennzeichnung der oberen und unteren Grenzfrequenz oder die Angabe der Rausch-Mittenfrequenz.

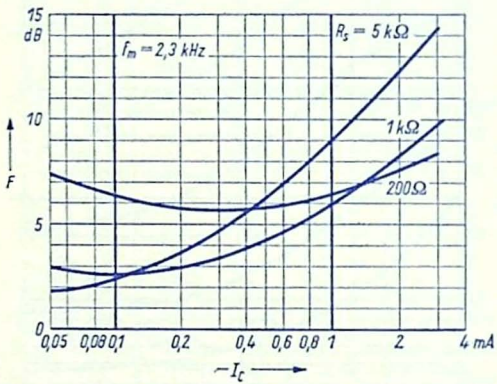


Bild 4

In **Bild 4** ist das Rauschmaß (das ist die in dB ausgedrückte Rauschzahl) F des AC 160 für $f_o = 15$ kHz und $f_u = 20$ Hz, d. h. nach Gl. (2) für $f_m = 2{,}3$ kHz, als Funktion von I_C mit $R_s = \frac{1}{G_s}$ als Parameter und in **Bild 5** als Funktion von R_s mit I_C als Parameter aufgezeichnet. Die Kurven der Bilder 4 und 5 sind mit den Werten von r_n und g_{un} aus den Bildern 1 ... 3 für $f_m = 2{,}3$ kHz berechnet. Danach erhält man für den Fall $f_m = 2{,}3$ kHz bei $-I_C \approx 50\ \mu A$ und $R_s \approx 4\ k\Omega$ mit $F = 1{,}7$ dB den kleinsten Wert des Rauschmaßes. Dieser Wert zeigt, daß beim AC 160 der Einfluß des Funkelrauschens bemerkenswert niedrig ist, denn das Funkelrauschen hat in dem zugrunde liegenden Frequenzbereich einen maßgebenden Einfluß.

Die Gleichung (1) läßt in Verbindung mit den Bildern 1 ... 3 erkennen, daß für gegebene Werte von I_C und f_m jeweils ein Minimum F_0 der Rauschzahl F durch einen jeweils optimal gewählten Ausgangsleitwert G_{s0} der Signalquelle einstellbar ist.

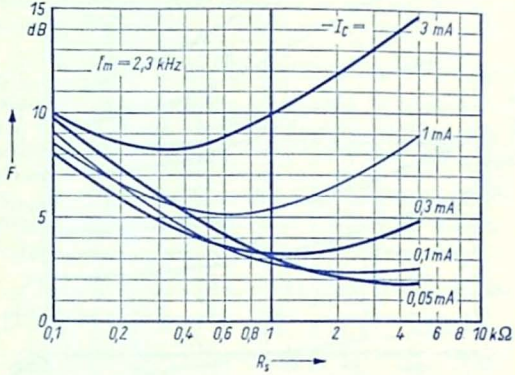


Bild 5

Bild 6 zeigt den mit den Werten von r_n und σ_{un} (Bilder 1 ... 3) berechneten Wert von G_{s0} und **Bild 7** die dazu gehörenden Minimalwerte F_0 des Rauschmaßes als Funktion von f_m mit I_C als Parameter.

Für die Bilder 1 ... 7 gilt $-U_{CE} = 6$ V. Bei kleinerem Wert von U_{CE} sind die Rauschkennwerte und damit das Rauschmaß kleiner oder gleich den hier für $-U_{CE} = 6$ V angegebenen Werten.

Aus den Kurven der Bilder 4 ... 7 können bei vorgegebenem Arbeitspunkt (I_C) und gegebener Bandbreite des Verstärkers die im Mittel erreichbaren Minimalwerte F_0 für das Rauschmaß und der hierzu erforderliche optimale Ausgangsleitwert G_{s0} der Signalquelle bestimmt werden.

Hoher Stromverstärkungsfaktor bei kleinen Collectorströmen

Der Stromverstärkungsfaktor β des AC 160 liegt für den Arbeitspunkt $-U_{CE} = 5$ V und $-I_C = 0{,}3$ mA in dem Bereich von 40 ... 250. Damit ist für die niedrigen Collectorströme, die zum Einstellen einer möglichst kleinen Rauschzahl notwendig sind, eine relativ hohe Stromverstärkung garantiert. Die Transistoren sind nach dem Wert des Stromverstärkungsfaktors β für $-U_{CE} = 5$ V und $-I_C = 0{,}3$ mA und $f = 1$ kHz in vier Gruppen unterteilt, die durch unterschiedliche Farbpunkte kenntlich gemacht sind:

Farbpunkt	β
rot	35 ... 65
gelb	55 ... 100
grün	80 ... 150
violett	120 ... 250

Die **Bilder 8** und **9** zeigen den Verlauf des auf den Wert bei $-I_C = 0{,}3$ mA und $-U_{CE} = 4$ V normierten Stromverstärkungsfaktors als Funktion von I_C und U_{CE}

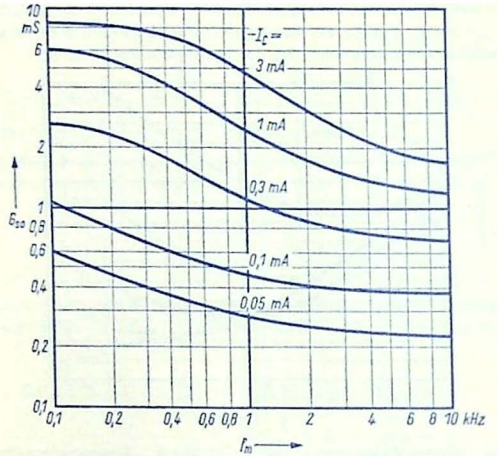

10
mS
6
4
2
1
0,8
0,6
0,4
0,2
0,1
G_{22}
$-I_C$ =
3 mA
1 mA
0,3 mA
0,1 mA
0,05 mA
0,1
0,2
0,4
0,6
0,8
1
2
4
6
8
10 kHz
f_m

Bild 6

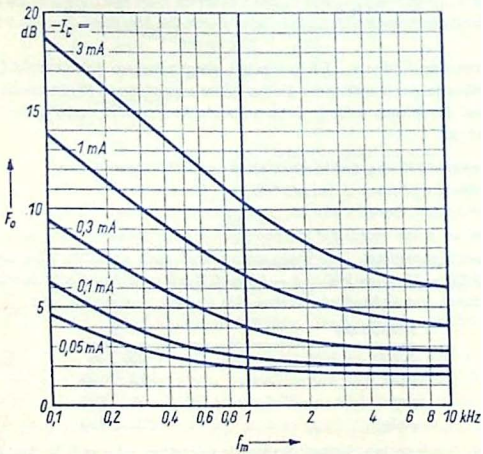

20
dB
15
10
5
0
F_o
$-I_C$ =
3 mA
1 mA
0,3 mA
0,1 mA
0,05 mA
0,1
0,2
0,4
0,6
0,8
1
2
4
6
8
10 kHz
f_m

Bild 7

Kleiner Collector-Reststrom I_{CB0}

Die Rauschzahl des AC 160 erreicht bei kleinen Collectorströmen ein Minimum. Deshalb soll er bei der Anwendung in rauscharmen Eingangsstufen mit niedrigen Werten des Collectorstromes betrieben werden. Änderungen der Sperrschichttemperatur wirken sich bei stabilisiertem Emitterstrom um so weniger auf den Collectorstrom aus, je größer das Verhältnis $\frac{I_C}{I_{CB0}}$ ist. Damit bei den für das Rauschzahl-Minimum erforderlichen niedrigen Collectorströmen eine genügende Stabilität des Arbeitspunktes bei Temperatur-Schwankungen erreicht werden kann, wird ein kleiner Wert von I_{CB0} angestrebt. Mit einem Collectorreststrom von $-I_{CB0} = 0{,}6\ \mu A$ als Mittelwert und $-I_{CB0} = 1{,}5\ \mu A$ als oberem Grenzwert bei einer Collectorspannung $-U_{CB0} = 5\ V$ und einer Umgebungstemperatur $t_{amb} = 25\,^{\circ}C$ wurde beim AC 160 ein für Germanium-Nf-Transistoren beachtlich niedriger Wert erreicht.

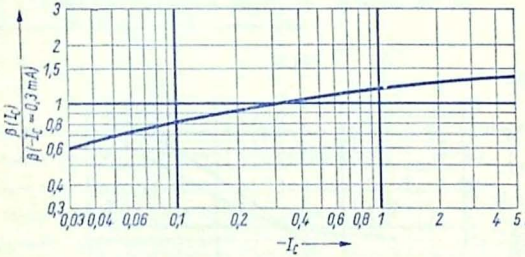


Bild 8

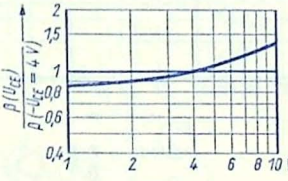


Bild 9

Leitwert-Parameter

Der Verlauf der y-Parameter als Funktion der Collectorspannung $-U_{CE}$ und des Collectorstromes $-I_C$ ist, aufgeteilt in Wirkleitwerte und Kapazitäten, in normierter Darstellung den **Bildern 10 ... 13** zu entnehmen. Als Bezugsgrößen für diese Kurven gelten die folgenden Mittelwerte:

$g_{ie} = 0{,}14\ mS \quad c_{ie} = 150\ pF$
$g_{re} = 0{,}055\ \mu S \quad c_{re} = 8{,}7\ pF$
$y_{fe} = 11{,}5\ mS$
$g_{oe} = 8{,}7\ \mu S \quad c_{oe} = 14\ pF$

Diese sind gemessen im Arbeitspunkt $-U_{CE} = 4\ V$, $-I_C = 0{,}3\ mA$ und bei $f = 1\ kHz$

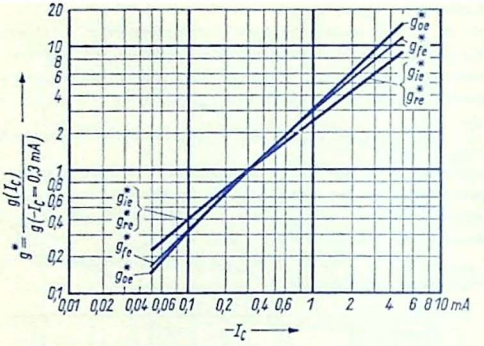


Bild 10

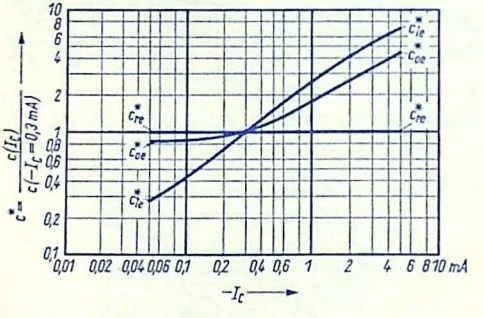


Bild 11

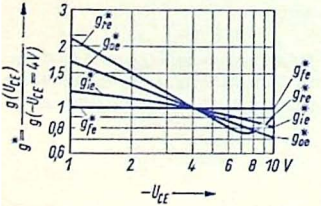


Bild 12

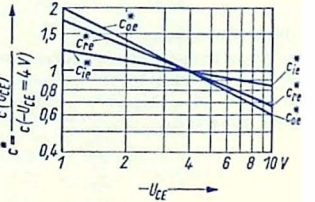


Bild 13

Gegentakt-B-Verstärker mit AD 152 für 4 W, 5 W und 8 W

Übersicht

Die hier beschriebenen Verstärker wurden hauptsächlich für Auto-Empfänger entwickelt. Sie sind vorgesehen für einen Betrieb bei Umgebungstemperaturen $t_{amb} = -20°C$ ... $+70°C$.

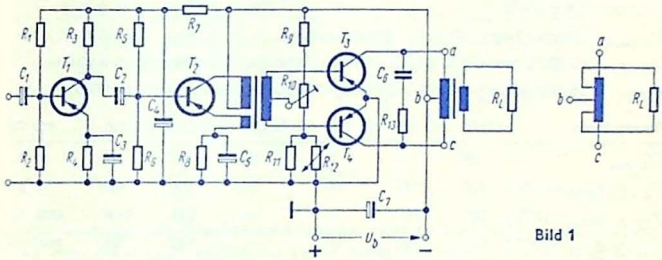


Bild 1

Es handelt sich um drei Verstärker mit im Prinzip gleicher Schaltung **(Bild 1)**:

A	Sprechleistung $P_{out} = 4$ W	Speisespannung $U_b = 6$ V
B	Sprechleistung $P_{out} = 4$ W	Speisespannung $U_b = 12$ V
C	Sprechleistung $P_{out} = 8$ W	Speisespannung $U_b = 12$ V

und um einen Verstärker: **Bild 2**

D	Sprechleistung $P_{out} = 5$ W	Speisespannung umschaltbar $U_b = 6$ V bzw. 12 V

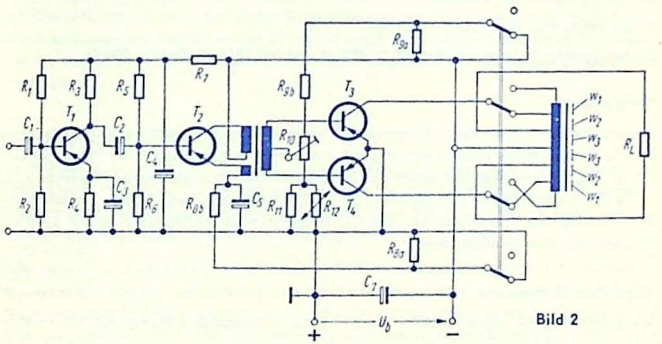


Bild 2

Die Sprechleistungen beziehen sich jeweils auf einen Klirrgrad $k = 10\%$. Toleranzen der Speisespannung, die durch den Ladezustand der Batterie auftreten, sind bei der Dimen-

sionierung der Verstärker berücksichtigt. Für die Verstärker **A** ... **C** sind zwei Ausführungsformen des Ausgangs-Transformators angegeben: üblicher Ausgangs-Transformator und Spar-Transformator (siehe Bild 1).

Die Transistoren

In der nachstehenden Tabelle sind für die in den Verstärkern verwendeten Transistoren zusammengestellt:

$U_{b\,max}$ höchstzulässiger Wert der Speisespannung

P_{C+E} bei 45 °C bzw. 70 °C höchstzulässiger Wert der Transistor-Verlustleistung

U_{CE0} höchstzulässiger Wert der Collector-Emitterspannung bei offener Basis:

Transistoren:	AC 116	AC 117	AC 122	AC 122/30	AC 123	AC 124	AD 152
$U_{b\,max}$	9	9	9	16	16	16	15 V
P_{C+E} (t_{amb}=45 °C)	100	180	90	90	100	180	— mW
P_{C+E} (t_{case}=45 °C)	225	1100	—	—	225	1100	6000 mW
P_{C+E} (t_{case}=70 °C)	100	500	—	—	100	500	2650 mW
U_{CE0}	18	18	18	32	32	32	30 V

Die Vorstufen

Die Vorstufen sind für die Verstärker **A** ... **D** in gleicher Weise geschaltet und mit dem Transistor AC 122 bestückt. Der Eingangswiderstand der Vorstufen ist gleich dem Widerstand der Parallelschaltung des Transistor-Eingangswiderstandes mit den beiden Teilwiderständen des Basis-Spannungsteilers. Er beträgt

für den Verstärker **A** $>$ 500 Ω,

für die Verstärker **B** und **C** $>$ 1 kΩ und

für den Verstärker **D** bei 6 V-Betrieb $>$ 600 Ω und bei 12 V-Betrieb $>$ 300 Ω.

Treiberstufe

In einer Treiberstufe, an deren Ausgang ein Transformator liegt, tritt bei Vollaussteuerung eine Collector-Emitter-Spitzenspannung auf, die doppelt so groß ist wie die Speisespannung U_b. Im allgemeinen bestimmt neben der bei der maximalen Umgebungstemperatur t_{amb} = 70 °C höchstzulässigen Verlustleistung P_{C+E} die Speisespannung U_b den Typ des jeweils zu verwendenden Transistors. Bei den hier beschriebenen Verstärkern ist nur die durch U_b gegebene Grenze maßgebend.

Gegentakt-B-Endstufe

Die Endstufen sind mit paarweise ausgesuchten Leistungstransistoren AD 152 bestückt.

Die höchstzulässige Umgebungstemperatur der Verstärker ist, da Vor- und Treiberstufe thermisch nicht ausgelastet sind, durch die höchstzulässige Verlustleistung P_{C+E} der Endstufentransistoren gegeben.

In der Gegentakt-B-Endstufe ist zum Stabilisieren der Collector-Gleichströme gegenüber Temperatur-Schwankungen ein temperaturabhängiger Basis-Spannungsteiler vorgesehen. Dazu wird dem einen Widerstand des Spannungsteilers ein Heißleiter (NTC-Widerstand)

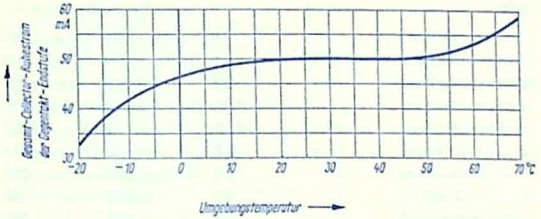


Bild 3

parallel geschaltet. Zum Einstellen der Ruheströme wird der Einstellwiderstand R_{10} benutzt. Bild 3 zeigt den Verlauf der Summe beider Ruheströme als Funktion der Umgebungstemperatur.

Gegenkopplung

Zur Gegenkopplung dient bei den hier beschriebenen Verstärkern eine zusätzliche Wicklung des Treibertransformators. Damit wird der Eingangswiderstand der Treiberstufe erhöht und dadurch eine größere Vorstufen-Spannungsverstärkung erreicht.

Mit der Gegenkopplung wird außerdem der Ausgangswiderstand der Treiberstufe verringert. Das ist für das Steuern der Endstufe günstig, weil eine Spannungssteuerung der Endstufen hier günstigere Werte für den Klirrgrad ergibt als eine Stromsteuerung. Im übrigen wird die obere Grenzfrequenz durch eine Spannungssteuerung zu höheren Werten hin verschoben.

Boucherot-Glied

Das Boucherot-Glied (Bild 1, R_{13} und C_6) wirkt dem Überlappungsfehler der Endstufentransistoren bei höheren Tonfrequenzen entgegen. Es muß mit Hilfe eines Oszillographen für den jeweils verwendeten Lautsprechertyp für etwa 8 kHz bemessen werden. Als Anhaltspunkte seien genannt: $R_{13} \approx R_{CC}$ und $C_6 \approx 0{,}22\ \mu F \ldots 2{,}5\ \mu F$.

In der Schaltung **D** (Bild 2) ist kein Boucherot-Glied eingezeichnet, weil es für die beiden Umschaltmöglichkeiten verschieden bemessen sein muß. Man könnte es ebenfalls umschalten oder eine Dimensionierung wählen, die einen Kompromiß zwischen den beiden für optimalen Ausgleich des Überlappungsfehlers erforderlichen Ausführungen darstellt. Für 6 V-Betrieb beträgt $R_{CC} \approx 63\ \Omega$ und für 12 V-Betrieb $R_{CC} \approx 15\ \Omega$. Diese Werte dienen als Anhaltspunkt für den Widerstand des Boucherot-Gliedes.

Schaltteilliste zu Bild 1

Verstärker		A	B	C	
Widerstände					
R_1	Schichtwiderstand	18	51	51	kΩ
R_2	Schichtwiderstand	5,1	10	10	kΩ
R_3	Schichtwiderstand	1,2	5,1	2,7	kΩ
R_4	Schichtwiderstand	0,51	2	1	kΩ
R_5	Schichtwiderstand	0,75	18	9,1	kΩ
R_6	Schichtwiderstand	0,2	2	1	kΩ
R_7	Schichtwiderstand	39	510	300	Ω
R_8	Schichtwiderstand	43	240	68	Ω
R_9	Schichtwiderstand	51	100	100	Ω
R_{10}	Einstellwiderstand	5	5	5	Ω
R_{11}	Schichtwiderstand	2,2	2,2	2,2	Ω
R_{12}	NTC-Widerstand				
	Valvo B 832 001 A/4 E	4	4	4	Ω
R_{13}	Schichtwiderstand	18	80,8	40,4	Ω
Kondensatoren					
C_1	Elektrolytkondensator	10	5	5	µF
C_2	Elektrolytkondensator	50	25	25	µF
C_3	Elektrolytkondensator	350	50	100	µF
C_4	Elektrolytkondensator	100	25	25	µF
C_5	Elektrolytkondensator	100	100	250	µF
C_6	Papierkondensator siehe „Boucherot-Glied"				
C_7	Elektrolytkondensator	1000	1000	1000	µF
Treiber-Transformator					
Kern Dynamoblech IV		EI 42	EI 42	EI 42	
	Schichtung	gleich	wechselnd	gleich	
$\ddot{u}$	Übersetzungsverhältnis $w_1 : w_2$	2,13	7,2	4,58	
η	Wirkungsgrad	0,64	0,74	0,71	
w_1	Eingangswicklung oben	640	1730	1100	Wdg.
d_1	Drahtdurchmesser	0,2	0,12	0,15	CuL
w_2	Ausgangswicklung unten, bifilar gewickelt	2×150	2×120	2×120	Wdg.
d_2	Drahtdurchmesser	0,32	0,38	0,38	CuL
w_3	Gegenkopplungswicklung	8	14	14	Wdg.
d_3	Drahtdurchmesser	0,2	0,12	0,15	CuL

Verstärker		A	B	C	
Ausgangs-Transformator, getrennte Wicklung					
Kern Dynamoblech IV,	wechselseitig geschichtet	EI 48	EI 48	EI 54	
$\ddot{u}$	Übersetzungsverhältnis $w_1 : w_2$	1,73	3,74	2,62	
η	Wirkungsgrad	0,84	0,87	0,88	
w_1	Eingangswicklung unten, bifilar gewickelt	2×69	2×150	2×110	Wdg.
d_1	Drahtdurchmesser	0,55	0,38	0,5	CuL
w_2	Ausgangswicklung oben	80	80	84	Wdg.
d_2	Drahtdurchmesser	0,7	0,7	0,75	CuL
Ausgangstransformator, durchgehende Wicklung (Spartransformator)					
Kern Dynamoblech IV	wechselseitig geschichtet	EI 42	EI 42	EI 48	
$\ddot{u}$	Übersetzungsverhältnis $(w_1 + w_2) : w_2$	1,78	3,73	2,68	
η	Wirkungsgrad	0,91	0,89	0,91	
w_1	Eingangswicklungsteil oben, bifilar gewickelt	2×43	2×147	2×88	Wdg.
d_1	Drahtdurchmesser	0,55	0,35	0,5	CuL
w_2	Ausgangswicklungsteil unten, bifilar gewickelt	2×55	2×54	2×52	Wdg.
d_2	Drahtdurchmesser	0,55	0,5	0,6	CuL
Transistoren					
T_1	Transistor	AC 122	AC 122	AC 122	
T_2	Transistor	AC 117	AC 123	AC 124	
T_3, T_4	Transistoren, paarweise ausgesucht	AD 152 P	AD 152 P	AD 152 P	

Schaltteilliste zu Bild 2, Verstärker D

Widerstände

R_1	Schichtwiderstand	18 kΩ
R_2	Schichtwiderstand	5,1 kΩ
R_3	Schichtwiderstand	1,2 kΩ
R_4	Schichtwiderstand	510 Ω
R_5	Schichtwiderstand	750 Ω
R_6	Schichtwiderstand	200 Ω
R_7	Schichtwiderstand	62 Ω

R_{8a}	Schichtwiderstand	120 Ω
R_{8b}	Schichtwiderstand	27 Ω
R_{9a}	Schichtwiderstand	51 Ω
R_{9b}	Schichtwiderstand	51 Ω
R_{10}	Einstellwiderstand	5 Ω
R_{11}	Schichtwiderstand	22 Ω
R_{12}	NTC-Widerstand, Valvo B 832 001 A/4 E	4 Ω

Kondensatoren

C_1	Elektrolytkondensator	10 µF
C_2	Elektrolytkondensator	50 µF
C_3	Elektrolytkondensator	250 µF
C_4	Elektrolytkondensator	50 µF
C_5	Elektrolytkondensator	1000 µF
C_7	Elektrolytkondensator	1000 µF

Treiber-Transformator

Kern EI 42, Dynamoblech IV, gleichseitig geschichtet

$\ddot{u}$	Übersetzungsverhältnis $w_1 : w_2$			1,86
w_1	Eingangswicklung	560	Windungen	0,22 CuL
w_2	Ausgangswicklung	2×150	Windungen, bifilar gewickelt	0,32 CuL
w_3	Gegenkopplungswicklung	7	Windungen	0,22 CuL

Ausgangstransformator

Kern EI 42, Dynamoblech IV, wechselseitig geschichtet

Für Speisespannung

	$U_b = 6$ V	$U_b = 12$ V
$\ddot{u}$	Übersetzungsverhältnis $(w_2 + w_3) : w_3 = 1{,}45$	Übersetzungsverhältnis $(w_1 + w_2 + w_3) : w_3 = 2{,}9$
η	0,87	0,81

Wicklungen gemäß Bild 2

w_1	2×100 Windungen 0,32 CuL, bifilar gewickelt, oben
w_2	2× 31 Windungen 0,42 CuL, bifilar gewickelt
w_3	2× 69 Windungen 0,42 CuL, bifilar gewickelt, unten

Transistoren

T_1	Transistor	AC 122
T_2	Transistor	AC 124
T_3, T_4	Transistoren, paarweise ausgesucht	AD 152 P

Stabilisieren des Ruhestromes von Transistor-Gegentakt-B-Stufen gegen Temperaturschwankungen

Grundlagen

In Gegentakt-B-Endstufen mit Transistoren hängt der Collector-Ruhestrom I_{Cr} bei gleichbleibender Basis-Emitter-Gleichspannung U_{BE} stark von der Temperatur der Collector-Sperrschicht und damit auch von der Umgebungstemperatur ab. Es gilt nämlich mit

I_{Cs} Collector-Sperrstrom (temperaturabhängig) und

U_T Temperaturspannung (proportional der absoluten Temperatur. Betrag bei 25 °C etwa 26 mV)

$$I_{Cr} = I_{Cs} \cdot \exp\left(\frac{|U_{BE}|}{|U_T|}\right)$$

Da die Spannung U_{CE} sich nur wenig mit der Temperatur ändert, ist bei fehlender Aussteuerung die Collector-Verlustleistung proportional dem Collector-Ruhestrom. Die Folgen sind bei tiefen Temperaturen starke Verzerrungen der Signalspannungen, bei hohen Temperaturen thermische Überlastung der Transistoren mit der Gefahr der thermischen Instabilität. Es ist also ein fester Wert von I_{Cr} anzustreben.

Da der Collector-Gleichstrom im B-Betrieb mit wachsender Aussteuerung ansteigt, kann man zum Unterdrücken des Temperatur-Einflusses auf I_{Cr} weder einen Emitterwiderstand noch den Basis-Gleichstrom zu Hilfe nehmen. Man ist vielmehr genötigt, einen Basis-Spannungsteiler zu verwenden, an dem eine in gewünschter Weise mit der Temperatur sich ändernde Basis-Emitter-Gleichspannung abgegriffen wird.

Maßgebend für die hier erforderliche Temperaturabhängigkeit ist der Temperaturdurchgriff des Transistors.

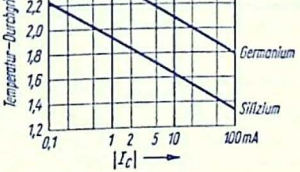


Bild 1

Unter dem **Temperaturdurchgriff** D_T versteht man den Spannungsbetrag, um den U_{BE} je 1 °C Temperaturerhöhung vermindert werden muß, damit der Collector-Gleichstrom von dieser Temperaturerhöhung unbeeinflußt bleibt. Wie man aus **Bild 1** erkennen kann, hängt der Temperaturdurchgriff von dem Betrag des Collector-Gleichstromes ab.

In den folgenden Beispielen werden nur Germanium-Transistoren berücksichtigt.

Zum Konstanthalten des Collector-Ruhestromes muß der Betrag der Basis-Emitter-Spannung entsprechend dem Wert von D_T linear mit der Sperrschicht-Temperatur t_j verändert werden.

In **Bild 2** ist dieser Sollverlauf dargestellt für $D_T = 2{,}3\,\frac{\text{mV}}{°\text{C}}$ Dieser Wert von D_T ist Bild 1 für $-I_C = -I_{Cr} = 2$ mA entnommen, d. h. Bild 2 gilt für $-I_{Cr} = 2$ mA = const., wobei $-U_{BEr} = 140$ mV für $t_j = 25\,°\text{C}$ angenommen ist.

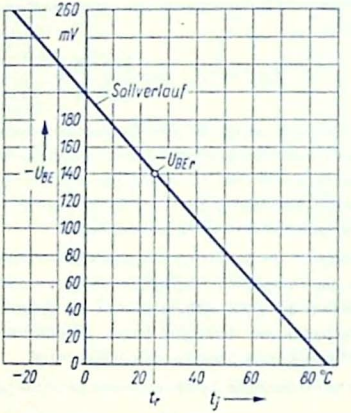


Bild 2

Eine von der Temperatur abhängige Spannung U_{BE} läßt sich erreichen, indem man U_{BE} von einem Spannungsteiler mit temperaturabhängiger Spannungsteilung abgreift. Dabei ist ein dem Bild 2 entsprechender Verlauf von $U_{BE}\,(t_j)$ erwünscht.

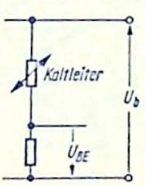


Bild 3

Zwei Möglichkeiten für temperaturabhängige Spannungsteilung

Die eine Möglichkeit besteht darin, den Spannungsteiler mit einem Kaltleiter entsprechend **Bild 3** aufzubauen.

Es gibt Kaltleiter auf Metallbasis und Kaltleiter auf Halbleiterbasis (PTC-Widerstände). Erstere haben für die in Frage kommende Anwendung zu geringe Temperaturkoeffizienten. Letztere unterliegen z. Z. noch zu großen Exemplarstreuungen. Folglich scheiden Kaltleiter für die hier in Betracht kommende Kompensation zunächst noch aus.

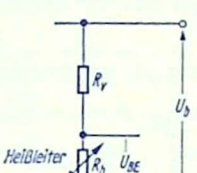


Bild 4

Die andere Möglichkeit ist mit dem Verwenden eines Heißleiters gegeben. Die Schaltung eines Spannungsteilers mit Heißleiter zeigt **Bild 4.** Weil im allgemeinen der Betrag der Speisespannung $|U_b| \gg |U_{BE}|$ ist, gilt auch $R_v \gg R_h$ Es fließt also trotz Änderung von R_h ein von der Temperatur nahezu unabhängiger Strom I_T durch den Spannungsteiler. Will man nun einen Verlauf von $U_{BE}\,(t)$ entsprechend Bild 2 erreichen, d. h. einen linearen Zusammenhang zwischen U_{BE} und der Temperatur, dann muß wegen $I_T \approx$ const. der Wert von R_h linear mit der Temperatur zusammenhängen. Bei den üblichen Heißleitern ist das durchaus nicht der Fall. Für ihren Widerstandswert R_h gilt nämlich:

$$R_h = R_\infty \cdot \exp \frac{B}{T}$$

B ist ein vorwiegend vom Material, aber auch von der Form des Heißleiters abhängender Kennwert mit der Einheit °K (Zahlenwerte 3000, 3500, 4000, 4500)

$R_{t\infty}$ ist der theoretische Widerstandswert des Heißleiters für unendlich hohe Temperatur

R_{hh} ist der Widerstandswert des Heißleiters bei der absoluten Temperatur T

Durch die Parallelschaltung eines Heißleiters und eines Widerstandes mit temperaturunabhängigem Wert kann man jedoch dem gewünschten linearen Zusammenhang zwischen Temperatur und Widerstandswert ausreichend nahekommen:

Der Widerstand R_p der Parallelschaltung eines Heißleiters R_h mit einem temperaturunabhängigen Widerstand R **(Bild 5)** ist

- für tiefe Temperaturen nahezu gleich dem Wert des temperaturunabhängigen Widerstandes, weil dabei $R_h \gg R$ ist,
- für extrem hohe Temperaturen nahezu gleich Null, weil $R_\infty \approx 0$ ist.

Sowohl im Bereich sehr niedriger Temperaturen als auch im Bereich sehr hoher Temperaturen ist die Änderung des Widerstandswertes R_p der Parallelschaltung von R_h mit R in Abhängigkeit von der Temperatur demzufolge sehr gering. Das Maximum der temperaturbedingten Änderung von $R_p = \frac{R \cdot R_h}{R + R_h}$, d. h. das Maximum von $\frac{\mathrm{d}\, R_p}{\mathrm{d}\, t}$ legt man bei der Bemessung des Spannungsteilers am günstigsten so, daß es in den Temperaturbe-

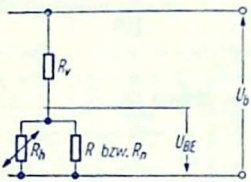


Bild 5

reich fällt, in dem der Collector-Ruhestrom eingestellt wird. Damit erreicht man die beste Annäherung an den gewünschten linearen Zusammenhang zwischen Temperatur und Widerstandswert über einen größeren Temperaturbereich.

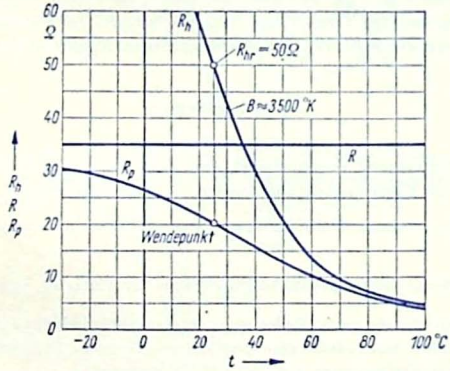


Bild 6

Stellt man $R_p\,(t)$ mit linearen Maßstäben dar, so gehört zum Maximum der Änderung von R_p der Wendepunkt der Kennlinie, die den Zusammenhang des Widerstandswertes R_p der Parallelschaltung von R und R_h mit der Temperatur t (oder mit der absoluten Temperatur T) zeigt **(Bild 6)**.

Wahl des Heißleiter-Typs

Der Spannungsteiler-Ausgangswiderstand für die Spannung U_{BE} soll kleiner sein als der für Vollaussteuerung geltende Eingangswiderstand eines der beiden Transistoren.

Diese Forderung wird erfüllt, wenn man für den Heißleiter als Widerstandswert, der zur mittleren Umgebungstemperatur gehört, etwa den eben genannten Eingangswiderstand wählt.

Wegen der beschränkten Auswahl an Heißleiter-Typen muß man sich mit einem einigermaßen damit übereinstimmenden Widerstandswert des Heißleiters begnügen.

Bei der Wahl des Heißleiter-Typs ist außerdem zu beachten, daß die Temperatur des Heißleiters nicht nennenswert durch die in ihm umgesetzte elektrische Leistung $\frac{|U_{BE}|^2}{R_h}$ erhöht wird, daß also sein Widerstandswert praktisch nur durch die Umgebungstemperatur bestimmt wird.

Die Umgebungstemperatur, bei der man den Collector-Ruhestrom I_{Cr} einstellt, wird mit t_r (bzw. T_r bei Angabe in °K) bezeichnet, der für diese Temperatur geltende Widerstandswert des endgültig gewählten Heißleiter-Typs mit R_{hr}

Es ist notwendig, den Heißleiter so anzuordnen, daß seine Temperatur möglichst gleich der Gehäuse- bzw. Kühlblechtemperatur der Endstufen-Transistoren ist.

Bemessen des temperaturunabhängigen Widerstandes R

Der Widerstand R wird zweckmäßigerweise so bemessen, daß der Widerstandswert R_p der Parallelschaltung von R_{hr} und R bei der Umgebungstemperatur t_r (bzw. T_r) dem Wendepunkt der $R_p(t)$-Kennlinie entspricht. Dafür gilt die Bedingung

$$R = \frac{\frac{B}{T_r} - 2}{\frac{B}{T_r} + 2} \cdot R_{hr}$$

Gewählt wird anstelle des so berechneten Widerstandes R ein diesem Widerstandswert möglichst nahe gelegener Normwert R_n

Spannungsteiler-Gesamtstrom I_T

Wegen $|U_b| \gg |U_{BE}|$ gilt bei einem Spannungsteiler nach Bild 5

$$R_v \gg R_p = \frac{R_h \cdot R_n}{R_h + R_n}$$

Deshalb haben Änderungen des Widerstandswertes von R_p einen vernachlässigbaren Einfluß auf den Spannungsteiler-Gesamtstrom I_T Folglich wirken sich Änderungen von R_p um so stärker auf die Spannung U_{BE} aus, je größer I_T ist. Das bedeutet, daß man mit der Wahl von I_T die Neigung der U_{BE} (t_{amb})-Kennlinie beeinflussen kann.

Dementsprechend bemißt man I_T nach der Beziehung

$$I_T = K \cdot \frac{D_T}{R_{hr}} \cdot \left(\frac{R_{hr}}{R_n} + 1 \right)^2 \cdot \frac{T_r^2}{B}$$

Darin ist K der Faktor, der die Neigung der Kurve $U_{BE}\,(t_{amb})$ im Wendepunkt beeinflußt. Für $K = 1$ stimmt die Neigung dieser Kennlinie im Wendepunkt, d. h. bei der Temperatur t_r mit der Neigung des Sollverlaufs $U_{BE}\,(t_j)$ entsprechend Bild 2 überein.

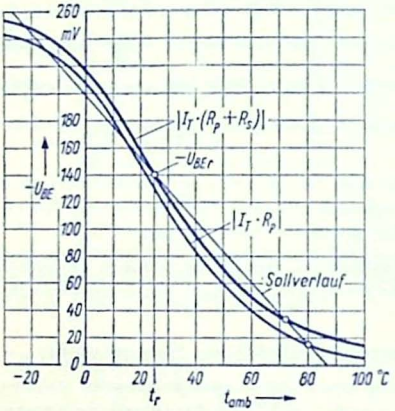


Bild 7

Um den Temperaturbereich zu erweitern, für den eine ausreichende Stabilisierung des Collector-Ruhestroms erfolgt, ist es günstig, die Neigung der Kurve $U_{BE}\,(t_{amb})$ bei t_r etwas größer zu wählen als die der Sollkurve **(Bild 7)**. Das wird erreicht, wenn man für K einen etwas höheren Wert als 1 einsetzt. Wenn z. B. die Kurve $U_{BE}\,(t_{amb})$ die Kurve $U_{BE}\,(t_j)$ vom Bild 2 bei $t_{amb} = 80\,°C$ schneiden soll, sind die Werte

für $B = 3000\,°K$	$K = 1{,}2$
für $B = 4000\,°K$	$K = 1{,}35$
für $B = 4500\,°K$	$K = 1{,}43$

Bemessen des Widerstandes R_v im Spannungsteiler

Der Widerstand R_v im Spannungsteiler ist der Widerstand zwischen dem collectorseitigen Pol der Speisespannung U_b und dem Spannungsteiler-Abgriff für U_{BE}

Es gilt

$$R_v = \frac{|U_b| - |U_{BEr}|}{|I_T|} \approx \frac{|U_b|}{|I_T|}$$

mit der Basis-Emitter-Spannung U_{BEr} bei der Einstelltemperatur t_r für den Collector-Ruhestrom I_{Cr}

Da der Spannungsteiler-Gesamtstrom I_T im Hinblick auf die Neigung der $U_{BE}(t_{amb})$-Kennlinie bei der Einstelltemperatur t_r berechnet wird und nicht aufgrund von $\frac{U_{BEr}}{R_p}$ hat die an R_p auftretende Spannung $I_T \cdot R_p$ bei t_r im allgemeinen einen von $|U_{BEr}|$ abweichenden Betrag (Beispiel: die dünn in Bild 7 eingetragene Kurve).

Ist $|I_T \cdot R_p| > |U_{BEr}|$ bei der Einstelltemperatur t_r dann ist es zweckmäßig, einen anderen Heißleiter mit einem kleineren Wert von R_{hr} zu wählen.

Ist $|I_T \cdot R_p| < |U_{BEr}|$ bei t_r, so muß man den Spannungsteiler-Vorwiderstand R_v gemäß Bild 8 aufteilen und die Basisvorspannung an der Verbindungsstelle zwischen R_s und $R_v - R_s$ abgreifen. Wegen des von R_p unabhängigen Stromes I_T addiert sich dann zur Spannung $I_T \cdot R_p$ die von R_p bzw. t_{amb} unabhängige Spannung $I_T \cdot R_s$

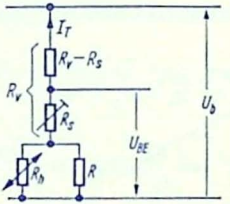


Bild 8

Zweckmäßigerweise wird für R_s ein Einstellwiderstand vorgesehen, um Exemplarstreuungen ΔU_{BE} der zum Einstellen von I_{Cr} benötigten Basis-Emitter-Spannung ausgleichen zu können.

Der Wert von R_s errechnet sich aus der Beziehung

$$R_s \approx \frac{2 \cdot (\Delta U_{BE} + 2 \cdot I_{Cr} \cdot R_{EE})}{I_T}$$

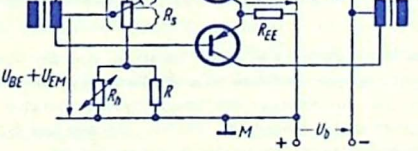


Bild 9

Darin ist R_{EE} der gemeinsame Emitterwiderstand für die beiden Transistoren der Gegentaktstufe, der zum Vermeiden von thermischen Instabilitäten verwendet wird.

Bild 9 zeigt die Ausführung des Spannungsteilers in einem Gegentakt-B-Verstärker, bei dem die beiden Transistoren der Gegentakt-Endstufe einen gemeinsamen Emitterwiderstand R_{EE} haben. Die Basisspannung $U_{BE} = U_{BM} - U_{EM}$ wird hier so am Spannungsteiler abgegriffen, daß beim Einstellen des Collector-Ruhestromes I_{Cr} der das Temperaturverhalten bestimmende Wert I_T des Teilerstromes konstant bleibt.

Umrechnen der Heißleiter-Kennwerte

In den „Technischen Daten" der Heißleiter sind manchmal nur die Werte von R_∞ und B oder die Werte von R_h für zwei Temperaturen oder der Widerstands-Temperaturkoeffizient α_T für eine bestimmte Temperatur T angegeben. Man benötigt aber als Rechnungsgrundlage sowohl den Wert B als auch den Widerstand R_{hr} des Heißleiters bei der Temperatur t_r. Deshalb sind hier die Umrechnungsformeln angegeben:

$$B = -\alpha_T \cdot T^2 = \frac{T_1 \cdot T_2}{T_2 - T_1} \cdot \ln \frac{R_{h1}}{R_{h2}} \qquad \alpha_T = -\frac{B}{T^2}$$

$$R_{hr} = R_\infty \cdot \exp \frac{B}{I_r} = R_{h1} \cdot \exp\left(\frac{B\,(T_1 - T_r)}{T_1 \cdot T_r}\right)$$

R_h, R_{h1}, R_{h2} und R_{hr} sind die Widerstandswerte des Heißleiter bei den in °K angegebenen Temperaturen T, T_1, T_2 und T_r.

Vermeiden von thermischer Instabilität bei Gegentakt-B-Endstufen

Unter thermischer Instabilität versteht man das selbständige Verlagern des Transistor-Arbeitspunktes in Richtung höherer Collectorverlustleistung bis zur Zerstörung des Transistors.

Diese Instabilität kann sich auch in Schaltungen mit stabilisiertem Arbeitspunkt ergeben, wenn die Collectorspannung U_{CE} nicht oder nur unwesentlich vom Betrag des Collector- oder Emitterstromes abhängt und der Emitterwiderstand einen sehr niedrigen Wert hat, wie das z. B. für Stufen mit Ausgangstransformator speziell bei Gegentakt-B-Verstärkern zutrifft.

Eine Instabilität kann dabei dadurch zustande kommen, daß der Spannungsteiler für die Basis-Emitter-Vorspannung nur Einflüsse von Änderungen der Umgebungstemperatur ausgleicht, nicht aber von Änderungen der Sperrschichttemperatur der Endtransistoren, die durch die Aussteuerung hervorgerufen werden. Gerade bei B-Betrieb steigt aber t_j wenn auch meistens nur kurzzeitig infolge der Aussteuerung an.

Dementsprechend steigt auch der Collector-Ruhestrom I_{Cr} je nach der Größe der Übertemperatur $t_j - t_{amb}$ um ein Vielfaches des stabilisierten Wertes an. Wenn auch die hohen Werte nur kurzzeitig auftreten, so können sie doch zur thermischen Instabilität führen.

Das kann vermieden werden mit einem Emitterwiderstand R_{EE} nach Bild 9 mit folgendem Wert:

$$R_{EE} \geqq \frac{1}{2} \cdot \frac{R_{therm} \cdot |U_{CE}| \cdot \left(R_B \cdot c + |D_T| \right) - \left(\frac{R_B}{\beta} + \frac{|U_T|}{|a \cdot I_{Cr}|} \right)}{1 - R_{therm} \cdot |U_{CE}| \cdot c}$$

Hierin sind

$R_{therm} = R_{i\,therm} + R_{a\,therm}$ thermischer Gesamtwiderstand

R_B Summe aller Gleichstromwiderstände, die vom Basis-Gleichstrom durchflossen werden, einschließlich des Basisbahnwiderstandes

c Anstieg des Collectorsperrstrom-Betrages $|I_{CB0}|$ je 1 °C Temperaturzunahme bei der höchsten auftretenden Sperrschichttemperatur. Mit **Bild 10** läßt sich der jeweilige Wert von c bei bekanntem $I_{CB0\,25\,°C}$ ermitteln.

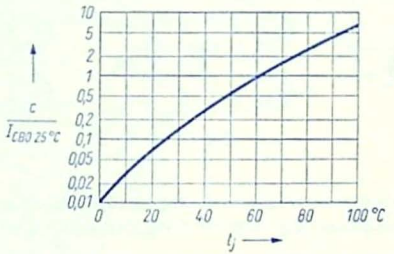


Bild 10

$I_{CB0\,25\,°C}$ Collector-Sperrstrom bei 25 °C, angegeben in den „Technischen Daten"

D_T Temperatur-Durchgriff (siehe Bild 1)

U_{CE} Collector-Emitter-Gleichspannung

$a \cdot I_{Cr}$ Collector-Ruhestrom bei Übertemperatur $t_j - t_{amb}$ der Sperrschicht gegenüber der Umgebung

Für Ge-Transistoren gilt z. B. $a \approx 9$ für $t_j - t_{amb} = 30\,°C$
$a \approx 40$ für $tj - t_{amb} = 50\,°C$

$\beta = h_{fe}$ Kurzschlußstromverstärkung für Emitterschaltung

$U_T = \frac{k \cdot T}{q}$ Temperaturspannung $\qquad U_T = 25{,}8\,\text{mV} \cdot \frac{T}{298\,°K}$

k Boltzmann-Konstante

T absolute Temperatur in °K

q Elementarladung

Transistor-Verstärker mit Gegentakt-Endstufe ohne Ausgangs-Transformator

Grundsätzliches

Bild 1 zeigt die Schaltung einer üblichen, mit einem Ausgangstransformator ausgerüsteten Gegentakt-Endstufe.

Bild 2 veranschaulicht die Schaltung ohne Ausgangstransformator. Im Gegensatz zur Schaltung nach Bild 1, bei der die beiden Transistoren gleichstrommäßig parallel geschaltet sind, liegen sie hier in Serie. In der Schaltung nach Bild 1 ist für jeden Collector-Stromzweig die volle Speisespannung U_b wirksam. Die Speisestromquelle liefert die Summe beider Collectorströme, das heißt $2 \cdot I_C$.

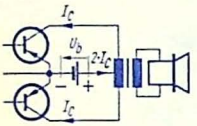


Bild 1

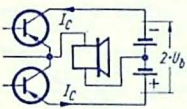


Bild 2

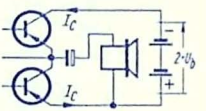


Bild 3

Für die Schaltung nach Bild 2 benötigt man die doppelte Speisespannung, d. h. $2 \cdot U_b$, dafür muß die Speisestromquelle nur den einfachen Collectorstrom I_C abgeben.

Die Batterie hat eine Mittelanzapfung. Der Lautsprecher liegt zwischen ihr und dem Verbindungspunkt der in Reihe geschalteten Collectorstromzweige der beiden Transistoren. Der Wechselstrom fließt durch den Lautsprecher und wechselweise über jeweils einen der beiden Transistoren sowie über die zu dem Transistor gehörende Batteriehälfte. Der Gleichstrom schließt sich über beide Transistoren und über beide Batteriehälften.

Bild 3 stellt eine Abwandlung der Schaltung nach Bild 2 dar. Hier ist der Lautsprecher über einen Kondensator angeschlossen, womit die Mittelanzapfung der Speisestromquelle vermieden wird.

Das Einsparen des Ausgangstransformators erfordert den zusätzlichen Kondensator, die notwendige Trennung der beiden Sekundärwicklungshälften des Treiber-Transformators, die zwei Spannungsteiler für die Basisvorspannung der Gegentakt-Endstufe und höhere Werte des Collector-Ruhestromes. Außerdem muß die Treiberstufe für eine höhere Ausgangsleistung bemessen werden.

Maximal erreichbare Ausgangsleistungen

Die ohne Rücksicht auf den Klirrgrad maximal erreichbare Ausgangsleistung p_{Lmax} der Gegentakt-Endstufe wird begrenzt durch die höchstzulässigen Werte:

des Collectorstromes I_{Cmax} des einzelnen Transistors

$$p_{Lmax} = \frac{1}{4} \cdot \left(U_b - 2 \cdot |U_{CErest}| \right) \cdot I_{Cmax}$$

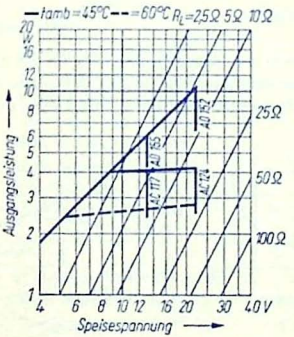
der Transistor-Verlustleistung P_{C+E} des einzelnen Transistors

$$p_{Lmax} = \frac{\pi^2}{2} \cdot P_{C+E} \cdot \left(1 - \frac{2 \cdot |U_{CErest}|}{U_b} \right)^2$$

der Collector-Sperrspannung $\approx U_{bmax}$

$$p_{Lmax} = \frac{1}{8 \cdot R_L} \cdot (U_{bmax} - |U_{CErest}|)^2$$

Die in **Bild 4** eingezeichneten Geraden stellen die für jeweils konstante Werte des Widerstandes R_L der Lautsprecher-Triebspule erreichbaren Leistungen p_{Lmax} als Funktionen der Speisespannung U_b dar.



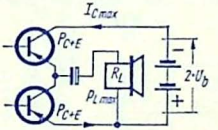


Bild 4

In Bild 4 sind die oben erwähnten Grenzen für p_{Lmax} eingezeichnet. Der linke ansteigende Teil der Grenzlinie ist mit I_{Cmax} gegeben. (Für alle aufgeführten Typen beträgt $|I_{Cmax}| = 2A$.) Zu dem anschließenden, nur schwach ansteigenden Teil (hier nur bei den Typen AC 117 und AC 124) gehört P_{C+E}. Bezüglich P_{C+E} gilt die dick gezeichnete Linie für eine Umgebungstemperatur von 45 °C, die etwas tiefer verlaufende gestrichelt gezeichnete Linie für eine Umgebungstemperatur von 60 °C. Die dick gezeichneten senkrechten Linien in Bild 4 sind mit U_{bmax} festgelegt.

Die Schaltung und ihre Eigenschaften

Bild 5 enthält den Schaltplan. Die Schaltung besteht aus einer Vorstufe, einer Treiberstufe und der Gegentakt-Endstufe. Die Schaltung ist in drei Varianten für die Speisespannungswerte 9 V und 20 V sowie für die End-Transistoren AC 117 und AD 152 bemessen. Das

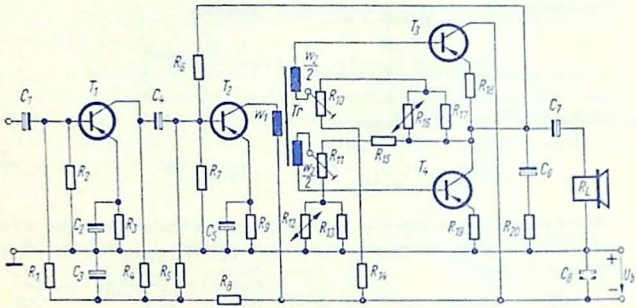


Bild 5

Bild 6 bzw. **7** zeigt den Klirrgrad als Funktion der Ausgangsspannung für die 0,9- bzw. 10 W-Endstufe. In **Bild 8** ist der Ruhestrom der Endstufen-Transistoren als Funktion der Umgebungstemperatur dargestellt. Der kleine Ruhestrom-Wert gilt darin für den AC 117, der große für den AD 152.

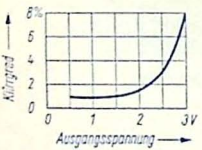


Bild 6

Bild 7

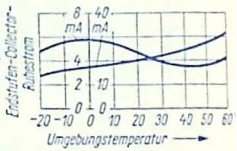


Bild 8

Schaltteilliste zu Bild 5

Für	U_b	Speisespannung	9 V	9 V	20 V
	P_L	Sprechleistung	0,9 W	1,8 W	10 W
	R_L	Lautsprecher-Triebspulenwiderstand	10 Ω	5 Ω	5 Ω
Widerstände					
R_1		Schichtwiderstand	75 kΩ	47 kΩ	68 kΩ
R_2		Schichtwiderstand	10 kΩ	8,2 kΩ	10 kΩ
R_3		Schichtwiderstand	1,8 kΩ	2 kΩ	1 kΩ

R_1	Schichtwiderstand	5,1 kΩ	5,1 kΩ	5,1 kΩ
R_2	Schichtwiderstand	24 kΩ	6,8 kΩ	12 kΩ
R_6	Schichtwiderstand	150 kΩ	68 kΩ	47 kΩ
R_7	Schichtwiderstand	3,9 kΩ	1,2 kΩ	1,8 kΩ
R_8	Schichtwiderstand	390 Ω	510 Ω	2,2 kΩ
R_9	Schichtwiderstand	270 Ω	50 Ω	150 Ω
R_{10}	Einstellwiderstand	15 Ω	15 Ω	5 Ω
R_{11}	Einstellwiderstand	15 Ω	15 Ω	5 Ω
R_{12}	Heißleiter (NTC-Widerstand) $b = 3300°K$	50 Ω	50 Ω	—
	$b = 2800°K$	—	—	4 Ω
R_{13}	Schichtwiderstand	56 Ω	56 Ω	3,9 Ω
R_{14}	Schichtwiderstand	1 kΩ	1 kΩ	150 Ω
R_{15}	Schichtwiderstand	1 kΩ	1 kΩ	150 Ω
R_{16}	Heißleiter (NTC-Widerstand) $b = 3300°K$	50 Ω	50 Ω	—
	$b = 2800°K$	—	—	4 Ω
R_{17}	Schichtwiderstand	56 Ω	56 Ω	3,9 Ω
R_{18}	Schichtwiderstand	1 Ω	0,5 Ω	0,2 Ω
R_{19}	Schichtwiderstand	1 Ω	0,5 Ω	0,2 Ω
R_{20}	Schichtwiderstand	10 Ω	5 Ω	5 Ω

Kondensatoren

C_1	Elektrolytkondensator	10 µF	10 µF	10 µF
C_2	Elektrolytkondensator	50 µF	100 µF	100 µF
C_3	Elektrolytkondensator	50 µF	50 µF	100 µF
C_4	Elektrolytkondensator	10 µF	50 µF	25 µF
C_5	Elektrolytkondensator	100 µF	500 µF	250 µF
C_6	Elektrolytkondensator etwa	2 µF	3 µF	2 µF
C_7	Elektrolytkondensator	500 µF	500 µF	1000 µF
C_8	Elektrolytkondensator	500 µF	500 µF	500 µF

Transformator

Tr	Treiber-Transformator			
	Kern (Dynamo-Blech IV)	EI 30[1])	EI 30[1])	EI 42[2])
	Primär-Windungszahl w_1	1620	880	1560 Wdg.
		0,08	0,12	0,12 CuL
	Sekundär-Windungszahl w_2	2×430	2×330	2×220 Wdg.
		0,13	0,15	0,28 CuL

[1]) wechselseitig geschichtet [2]) gleichseitig geschichtet

Transistoren

T_1	Transistor	AC 122	AC 122	AC 122
T_2	Transistor	AC 122	AC 116	AC 124
T_3	Transistor	AC 117	AC 117	AD 152
T_4	Transistor	AC 117	AC 117	AD 152

Nf-Verstärker mit komplementären Transistoren in der Gegentakt-B-Endstufe

Vorbemerkung

Zwei Transistoren bezeichnet man als komplementär, wenn sie bei einander entgegengesetzten Polaritäten der sich entsprechenden Spannungen und entgegengesetzten Richtungen der sich entsprechenden Ströme sonst weitgehend übereinstimmende elektrische Eigenschaften haben. Die Zonenfolgen zweier komplementärer Transistoren sind somit pnp und npn. Man sucht die komplementären Transistoren im Hinblick auf die Übereinstimmung ihrer wesentlichen Eigenschaften paarweise aus. Insbesondere achtet man dabei auf ausreichende Gleichheit des Gleichstromverstärkungsfaktors innerhalb des gesamten ausgenutzten Collectorstrombereiches.

Nf-Gegentakt-Endstufen mit komplementären Transistoren erfordern weder Treiber- noch Ausgangstransformator und benötigen wegen ihrer gegensätzlichen Polarität auch keine Phasenumkehrschaltung.

Anhand der zunächst behandelten Schaltung (Bild 2), die ganz mit Germanium-Transistoren bestückt ist, werden die Zusammenhänge eingehend behandelt. Dann wird kurz auf zwei weitere Schaltungen eingegangen, die in der Endstufe die gleichen komplementären Transistoren enthalten, bei denen aber die Vorstufe und die Treiberstufe mit je einem Silizium-Transistor bestückt ist.

Komplementäres Endstufen-Transistorpaar AC 117, AC 175

Sowohl der pnp-Transistor AC 117 wie auch der npn-Transistor AC 175 sind Kleinleistungs-Germanium-Transistoren mit kubischem Kühlkörper als Gehäuse. Sie besitzen einen inneren Wärmewiderstand $R_{i\,therm} \leq 40 \frac{°C}{W}$ woraus sich mit der max. Sperrschichttemperatur $t_{j\,max} = 90\,°C$ bei einer Gehäusetemperatur $t_{case} = 45\,°C$ eine höchstzulässige Verlustleistung $P_{C+E\,max} = 1{,}1$ W ergibt.

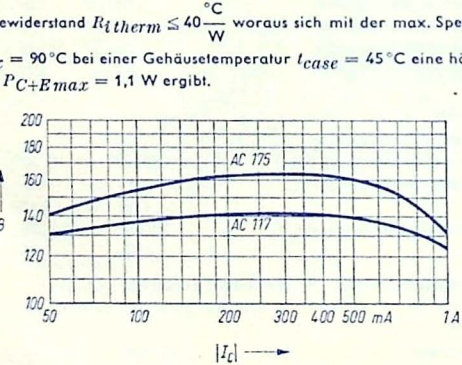


Bild 1

Bei ausgesuchten Transistoren ist eine ausreichende Übereinstimmung im Zusammenhang zwischen $|I_B|$ und $|U_{BE}|$ sowie im Verlauf des Gleichstrom-Verstärkungsfaktors B als

Funktion von $|I_C|$ gegeben. **Bild 1** zeigt den Verlauf von $B = f(|I_C|)$ für die Transistoren AC 117 und AC 175 bei $|U_{CE}| = 1$ V.

Überblick über die ausführlich behandelte Schaltung

Bild 2 enthält den Schaltplan. Die Transistoren in der Vorstufe und in der Treiberstufe werden in Emitterschaltung betrieben. Das komplementäre Endstufen-Paar arbeitet in Collector-Schaltung. Die Endstufe ist für B-Betrieb ausgelegt.

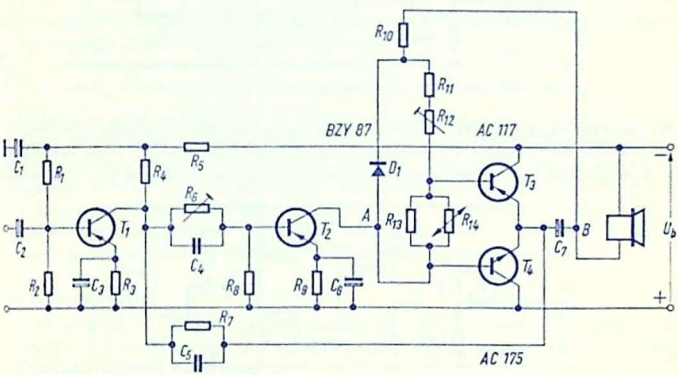


Bild 2

Der Verstärker ist über $R_7 \,||\, C_5$ gegengekoppelt. Der Collectorwiderstand R_{10} der Treiberstufe liegt am Punkt B, an dem gegen den Minuspol der Speisespannung die Ausgangswechselspannung auftritt. Die Basis-Emitter-Vorspannungen der Endstufen-Transistoren werden an dem aus $R_{11} + R_{12} + (R_{13} \,||\, R_{14})$ bestehenden Spannungsteiler abgegriffen. Diesem ist die in Durchlaßrichtung betriebene Referenz-Diode D_1 parallelgeschaltet. Die ganze Parallelschaltung liegt im Collector-Stromzweig der Treiberstufe. R_{14} ist ein Heißleiter und dient zur Temperaturstabilisierung des Ruhestromes der Endstufen-Transistoren.

Die Endstufe

Um die Funktion der Endstufe zu verstehen, läßt man zweckmäßigerweise zunächst die an sich notwendigen Basis-Emitter-Vorspannungen der Transistoren T_3 und T_4 außer acht. Weiterhin empfiehlt es sich, vorerst anzunehmen, die Treiberstufe sei mit ihrem Collectorwiderstand R_{10} unmittelbar an den Minuspol der Speisespannung angeschlossen. Beides liegt den Bildern 3 und 4 zugrunde. Anhand dieser Bilder werden die für die zwei Halbwellen des die Lautsprecher-Triebspule durchfließenden Ausgangswechselstromes und damit für die zwei Halbwellen der Steuerwechselspannung der Endstufe geltenden Zusammenhänge, getrennt betrachtet:

Während der **positiven Halbwelle** der Steuerwechselspannung **(Bild 3)** sind der pnp-Transistor T_3 gesperrt und der npn-Transistor T_4 leitend. Folglich fließt ein Strom vom

positiven Pol der Speisespannung durch den Transistor T_4 als Ladestrom über den Kondensator C_7 und über den Lautsprecher nach dem Minuspol der Speisespannung.

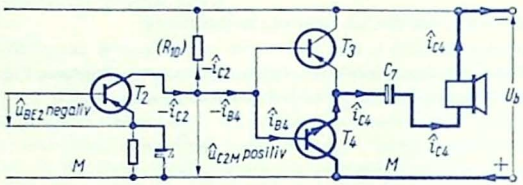


Bild 3

Während der **negativen Halbwelle** der Steuerspannung **(Bild 4)** sind der Transistor T_4 gesperrt und der Transistor T_3 leitend. Bei Sperrung des Transistors T_4 ist die Verbindung zu dem positiven Pol der Speisespannung unterbrochen, weshalb jetzt kein Speisestrom

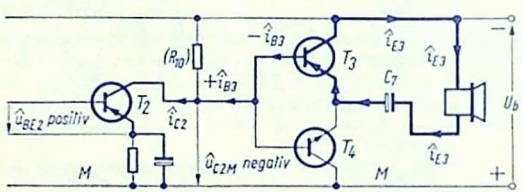


Bild 4

fließen kann. Der leitende Transistor T_3 schließt aber den Entladestromkreis des Kondensators C_7. Somit fließt dessen Entladestrom durch den Transistor T_3 und durch die Lautsprecher-Triebspule. Für diese handelt es sich jetzt um einen Strom in entgegengesetzter Richtung.

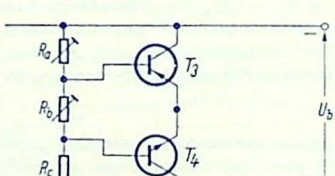


Bild 5

Mit den Basis-Emitter-Vorspannungen der beiden Transistoren T_3 und T_4 soll deren gemeinsamer Ruhestrom eingestellt werden. Um einen gemeinsamen Ruhestrom handelt es sich, weil diese Transistoren für Gleichstrom in Reihe geschaltet sind. Die Basis-Emitter-Vorspannung muß für den Transistor T_3 negativ und für den Transistor T_4 positiv sein. Das bedeutet, daß beide Vorspannungen gemäß **Bild 5** an demselben an der Speisespan-

nung liegenden Spannungsteiler als Summe abgenommen werden können, weil die Gleichstrom-Reihenschaltung der zwei Transistoren T_3 und T_4 über den gemeinsamen Ruhestrom die richtige Aufteilung der Basis-Emitter-Vorspannungs-Summe erzwingt. An R_b tritt diese Summe der zwei Vorspannungen auf. An R_a kann die Spannungs-Summe eingestellt werden. (Daß in Bild 5 der Lautsprecher und der Kondensator C_7 weggelassen sind, hat für den Ruhestrom keine Bedeutung, da er ein Gleichstrom ist).

Der Basis-Spannungsteiler ist in Bild 5 stark vereinfacht. Ein Vergleich mit Bild 2 zeigt, daß

R_a aus dem Lautsprecher-Triebspulenwiderstand und dem Widerstand R_{10} sowie aus den Widerständen R_{11} und R_{12}

R_b aus der Parallelschaltung von R_{13} mit R_{11} und

R_c aus R_9 und der Emitter-Collector-Strecke des Transistors T_2 bestehen,

wobei zwischen einen Abgriff an R_a und den Verbindungspunkt von R_b mit R_c noch die Diode D_1 als Parallelstromzweig eingefügt ist. Mit der in Durchlaßrichtung betriebenen Diode erreicht man eine hier genügende Konstanz der Summe der beiden Basis-Emitter-Vorspannungen gegenüber Schwankungen des Collectorstromes des Treibertransistors. Eine Kompensation des Temperatur-Einflusses auf den Ruhestrom der Endstufen-Transistoren wird mit dem Heißleiter R_{14} erreicht. Auf den Anschluß des Collectorwiderstandes R_{10} der Treiberstufe an den Punkt B wird im folgenden Abschnitt eingegangen.

Die Treiberstufe

Diese Stufe **(Bild 6** links) ist mit dem Transistor T_2 bestückt. Auch bei der Treiberstufe werden die beiden Halbwellen der Signal-Wechselspannung getrennt betrachtet (siehe zum folgenden auch die Bilder 3 und 4).

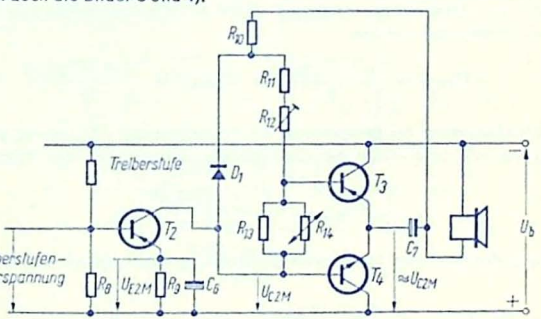


Bild 6

Bei der **negativen Halbwelle** der Steuerwechselspannung des Treibertransistors T_2 ergibt sich eine positive Halbwelle seiner Collector-Wechselspannung, die mit der Steuerwechselspannung der Endstufe identisch ist. Zu einer positiven Steuerspannungshalbwelle der Endstufe gehören der Durchlaßzustand des npn-Transistors T_1 und der Sperrzustand des pnp-Transistors T_3 (Bild 3).

Die **positive Halbwelle** der Steuerwechselspannung des Treibertransistors bewirkt eine negative Halbwelle seiner Collector-Wechselspannung. Das bedeutet eine negative Halbwelle der Steuerwechselspannung der Endstufe, womit sich für den pnp-Transistor T_3 der Durchlaßzustand und für den npn-Transistor T_4 der Sperrzustand (Bild 4) ergeben. Im Vergleich zu dem dann kleinen Collectorstrom des Treiber-Transistors T_2 spielt der dabei auftretende Basisstrom des Transistors T_3 eine bedeutende Rolle. Dieser würde sich bei einer Anordnung des zum Treibertransistor gehörenden Collectorwiderstandes (Widerstand R_{10}) entsprechend Bild 3 oder 4 so auswirken, daß der Anstieg der Collector-Spannung des Transistors T_2 begrenzt und damit der Transistor T_3 nicht voll durchgesteuert wird. Deshalb verbindet man das dem Collector entgegengesetzte Ende des Collectorwiderstandes R_{10} statt mit dem Minuspol der Speisespannung mit dem Punkt B der Schaltung (Bild 2). Dadurch wird die Collector-Spannung von T_2 um die Gleichspannung an C_7 aufgestockt und der Einfluß des Basisstromes auf die Collectorspannung von T_3 nahezu kompensiert.

Die Aussteuerung der Endstufen-Transistoren

Da die Spannungsverstärkung der in Collectorschaltung betriebenen Transistoren in der Gegentakt-Endstufe kleiner ist als 1, muß die Treiberstufe beim höchsten Wert der Eingangssignalspannung des Verstärkers möglichst voll durchgesteuert werden. Das bedeutet: Man hat den Arbeitspunkt des Treibertransistors genau in die Mitte des ausnutzbaren Bereiches zu legen, der um den Betrag $|U_{E2M}|$ der Gleichspannung am Emitter-Vorwiderstand des Treiber-Transistors kleiner ist als die Speisespannung U_b. Dieser Emitter-Vorwiderstand dient in Verbindung mit dem Basisspannungsteiler zum Stabilisieren des Emitterstromes von T_2 gegenüber Temperaturschwankungen und Exemplarstreuungen. Deshalb muß er einen genügend hohen Wert haben. Mit U_{E2M} ergibt sich die Gleichspannung des Treibertransistor-Collectors gegen Masse:

$$-U_{C2M} = \frac{U_b - |U_{E2M}|}{2} + |U_{E2M}| = \frac{U_b + |U_{E2M}|}{2}$$

Unter Vernachlässigung der Restspannung am Treibertransistor T_2 ist der für volle Aussteuerung geltende Scheitelwert der Collector-Wechselspannung des Treibertransistors

$$\hat{u}_{C2\,max} = \frac{U_b - |U_{E2M}|}{2}$$

Hieraus folgt der maximale Scheitelwert der Ausgangs-Wechselspannung am Lastwiderstand R_L

$$\hat{u}_{out\,max} = \frac{U_b - |U_{E2M}|}{2} - \hat{u}_{BE\,max} - |U_{CE\,rest}|$$

Darin bedeuten

$\hat{u}_{BE\,max}$ den Scheitelwert der Steuerwechselspannung zwischen Basis und Emitter der Endstufen-Transistoren für volle Aussteuerung

$U_{CE\,rest}$ die Collector-Emitter-Restspannung des einzelnen Endstufen-Transistors (gleiche Beträge vorausgesetzt).

Die (geringe) Gleichspannung, die man zum Einstellen des Collector-Ruhestromes der Endstufe benötigt, ist in der vorstehenden Gleichung nicht berücksichtigt.

Wegen der Gleichstrom-Verbindung des Collectors des Treibertransistors T_2 mit der Basis des Endstufen-Transistors T_4 stellt die oben erwähnte Gleichspannung U_{C2M} auch die Basis-Collector-Gleichspannung des Transistors T_4 dar (Bild 6). Da die Basis-Emitter-Vorspannung klein gegen die Spannung U_{C2M} ist, kann man die Collector-Emitter-Gleichspannung des Transistors T_4 gleich U_{C2M} setzen. Wegen

$$|U_{C2M}| > \frac{U_b}{2}$$

ist somit der Betrag der Collector-Emitter-Speisespannung für den Transistor T_3 kleiner als für den Transistor T_4.

Die Scheitelwerte der auf die Transistoren T_3 und T_4 entfallenden Wechselspannungs-Halbwellen aber müssen einander gleiche Beträge haben. Das bedeutet im Hinblick auf die Verschiedenheit der Beträge beider Collector-Emitter-Speisespannungen: Das Verhältnis des Scheitelwertes der Ausgangs-Wechselspannung zur Collector-Speise-Gleichspannung ist für den Transistor T_3 größer als für den Transistor T_4. Hieraus folgt für den Transistor T_4 eine höhere Verlustleistung als für den Transistor T_3, da bei Aussteuerung im npn-Transistor immer eine größere Differenz zwischen zugeführter Gleichstromleistung und abgegebener Wechselleistung bleibt als beim pnp-Transistor.

Allgemein gilt dementsprechend für Gegentakt-Endstufen mit komplementären Transistoren bei B-Betrieb und Emitterwiderstand beim Treibertransistor: Die Verlustleistung ist in demjenigen der beiden Endstufentransistoren größer, der die dem Treiber-Transistor entgegengesetzte Zonenfolge hat.

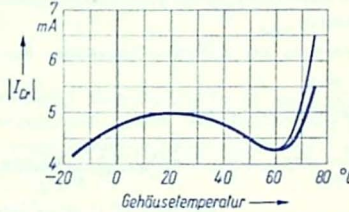


Bild 7

Wie schon bemerkt, dienen zum Stabilisieren des Endstufen-Ruhestroms gegen Speisespannungsschwankungen und gegenüber Temperaturschwankungen die Diode D_1 und der Heißleiter R_{11}. Dieser Heißleiter muß mit den Transistoren T_3 und T_4 einen guten Wärmekontakt haben. **Bild 7** zeigt, wie wenig damit der Collector-Ruhestrom I_{Cr} der Endstufe von der Gehäusetemperatur der Transistoren T_3 und T_4 abhängt.

Der veränderbare Widerstand R_{12} dient zum Einstellen des Endstufen-Ruhestromes auf 5 mA (bei 25 °C Gehäusetemperatur).

Der Verstärker ist von den zusammengeschalteten Emittern der Endstufen-Transistoren T_3 und T_4 über die Parallelschaltung von R_7 mit C_5 auf den Collector des Vorstufen-Transistors T_1 gegengekoppelt. Das Gegenkopplungsmaß beträgt bei den entsprechend der Schaltteilliste zu Bild 1 ausgeführten Schaltungen für Endstufen-Transistoren mit einem durchschnittlichen Gleichstromverstärkungsfaktor $B \approx 100$ etwa 10 dB.

Bemessen der Endstufe

Zwei der folgenden drei miteinander zusammenhängenden Werte müssen vorgegeben sein:

$P_{out\,max}$	maximale Ausgangsleistung
U_b	Speise-Gleichspannung
R_L	Lastwiderstand (Lautsprecher-Triebspule)

$P_{out\,max}$ bezieht sich auf den Beginn des Abkappens der Ausgangs-Sinusspannung, wobei ein Klirrgrad $k = 3 \ldots 5\,\%$ auftritt.

Dafür gilt:

$$P_{out\,max} = \frac{\hat{u}^2_{out\,max}}{2 \cdot R_L} \approx \frac{[U_b - |U_{E2M}| - 2 \cdot (\hat{u}_{BE\,max} + |U_{CE\,rest}|)]^2}{8 \cdot R_L}$$

Hierbei sind vernachlässigt:

die Collector-Restspannung des Treiber-Transistors T_2 und

die Basis-Emitter-Gleichspannung der Endstufen-Transistoren.

In der Gleichung bedeuten

U_{E2M} Gleichspannung am Emitter-Vorwiderstand des Treiber-Transistors

$\hat{u}_{BE\,max}$ Scheitelwert der Steuerspannung der Endstufen-Transistoren für den Collectorstrom-Scheitelwert $\hat{\imath}_{C\,max}$

$U_{CE_{rest}}$ Collector-Restspannung der Endstufen-Transistoren für den Collectorstrom-Scheitelwert $\hat{\imath}_{C\,max}$

Der Scheitelwert des Collectorstromes beträgt

$$\hat{\imath}_{C\,max} = \sqrt{\frac{2 \cdot P_{out\,max}}{R_L}} = \frac{U_b - |U_{E2M}| - 2 \cdot (\hat{u}_{BE\,max} + |U_{CE\,rest}|)}{2 \cdot R_L}$$

Der Effektivwert der Ausgangsspannung für Vollaussteuerung ist

$$u_{out\,max} = \sqrt{P_{out\,max} \cdot R_L}$$

Als Collector-Emitterspannung erhält man

für den npn-Transistor T_4 $\quad \dfrac{U_b + |U_{E2M}|}{2}$

für den pnp-Transistor T_3 $\quad \dfrac{U_b - |U_{E2M}|}{2}$

Die bei kritischer Aussteuerung der Endstufe auftretenden Verlustleistungen $P_{C+E\,npn} \approx P_{C\,npn}$ und $P_{C+E\,pnp} \approx P_{C\,pnp}$ betragen

für T_4: $P_{C+E\,npn} = \dfrac{(U_b + |U_{E2M}|)^2}{4 \cdot \pi^2 \cdot R_L}$ für T_3: $P_{C+E\,pnp} = \dfrac{(U_b - |U_{E2M}|)^2}{4 \cdot \pi^2 \cdot R_L}$

Das Verhältnis der beiden Verlustleistungen bei kritischer Aussteuerung

$$\frac{P_{C+E\,npn}}{P_{C+E\,pnp}} = \frac{(U_b + |U_{E2M}|)^2}{(U_b - |U_{E2M}|)^2}$$

ist in **Bild 8** mit U_{E2M} als Parameter dargestellt.

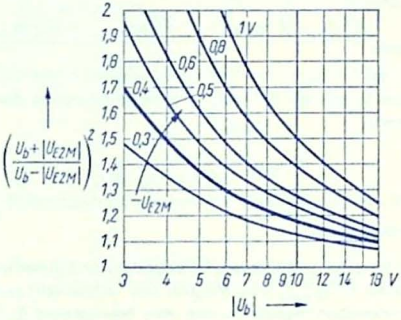


Bild 8

Je höher man bei gegebenem Collector-Gleichstrom den Emitter-Vorwiderstand R_9 des Treiber-Transistors bemißt, desto größer wird die Spannung $|U_{E2M}|$ und damit die Stabilität dieser Stufe gegen Temperaturschwankungen, um so größer wird jedoch auch die Verlust-Leistung im npn-Transistor T_4.

Als Kompromiß wurde $|U_{E2M}| \approx 0{,}4$ V gewählt.

Damit wird z. B. für $U_b = 9$ V

$$\frac{P_{C+E\,npn}}{P_{C+E\,pnp}} = \frac{(U_b + |U_{E2M}|)^2}{(U_b - |U_{E2M}|)^2} \approx 1{,}2$$

Aus dem Ausdruck für die maximale Ausgangsleistung

$$p_{out\,max} = \frac{[U_b - |U_{E2M}| - 2 \cdot (\hat{u}_{BE\,max} + |U_{CE\,rest}|)]^2}{8 \cdot R_L}$$

und der obenstehenden Beziehung für die höchstzulässige Verlustleistung des npn-Transistors T_4 folgt

$$P_{out\,max} = \frac{\pi^2 \cdot P_{C+E\,npn}}{2} \cdot \left[\frac{U_b - |U_{E2M}| - 2 \cdot (\hat{u}_{BE\,max} + |U_{CE\,rest}|)}{U_b + |U_{E2M}|}\right]^2$$

Mit den Werten $|U_{E2M}| = 0{,}4$ V, $|U_{CE\,rest}| = 0{,}2$ V und $\hat{u}_{BE\,max} = 0{,}4$ V erhält man:

$$P_{out\,max} \approx 5 \cdot P_{C+E\,npn} \cdot \left[\frac{U_b - 1{,}6\ \text{V}}{U_b + 0{,}4\ \text{V}}\right]^2$$

Der Lastwiderstand (Lautsprecher-Triebspule) R_L darf im Hinblick auf den höchstzulässigen Collectorstrom $|I_{C\,max}|$ folgenden Wert nicht unterschreiten:

$$R_{L\,min} = \frac{U_b - |U_{E2M}| - 2 \cdot (\hat{u}_{BE\,max} + |U_{CE\,rest}|)}{2 \cdot |I_{C\,max}|}$$

Für den Kondensator C_7 gilt mit Rücksicht auf die Wiedergabe der tiefen Töne (f_u = untere Grenzfrequenz):

$$C_{7\,min} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_u \cdot R_L}$$

Bemessen der Treiberstufe

Man geht von dem bei größter Aussteuerung auftretenden Scheitelwert des Basisstromes der Endstufen-Transistoren $\hat{\imath}_{B\,max}$ aus. Mit dem hier in Betracht zu ziehenden Minimalwert B_{min} des Stromverstärkungsfaktors und dem Scheitelwert $\hat{\imath}_{C\,max}$ des Collector-Wechselstromes der Endstufen-Transistoren ist:

$$\hat{\imath}_{B\,max} = \frac{\hat{\imath}_{C\,max}}{B_{min}} = \frac{U_b - |U_{E2M}| - 2 \cdot (\hat{u}_{BE\,max} + |U_{CE\,rest}|)}{2 \cdot R_L \cdot B_{min}}$$

Mit

$$B_{min} \approx 100 \qquad |U_{E2M}| \approx 0{,}4\ \text{V} \qquad \hat{u}_{BE\,max} \approx 0{,}4\ \text{V} \qquad |U_{CE\,rest}| \approx 0{,}2\ \text{V}$$

wird

$$\hat{\imath}_{B\,max} \approx \frac{U_b - 1{,}6\,\text{V}}{200 \cdot R_L}$$

Wäre die Spannungsverstärkung in der Endstufe genau gleich 1, so bestünde zwischen den in Bild 2 mit A und B bezeichneten Punkten der Schaltung keine Wechselspannung. In diesem Fall käme man in der Treiberstufe mit einem Collector-Gleichstrom aus, dessen Wert mit $\hat{\imath}_{B\,max}$ übereinstimmt, weil dann am Collector-Widerstand der Treiberstufe (Bild 2) keine Wechselspannung entsteht, so daß auch kein Wechselstrom durch diesen Widerstand fließt, d. h. es ist dann $\hat{\imath}_{C_2} = \hat{\imath}_{B\,max}$ und genau so groß könnte man den Gleichstrom

I_{C_2} wählen. In welchem Verhältnis man den Collector-Gleichstrom der Treiberstufe gegenüber diesem Wert erhöhen muß, hängt vom Verhältnis der Endstufen-Eingangswiderstandes zum Widerstand R_{10} ab. Der Endstufen-Eingangswiderstand kann bei der hier vorliegenden großen Aussteuerung gleich dem Basis-Bahnwiderstand r_{Bb} der Endstufen-Transistoren gesetzt werden. Damit gilt für den Collector-Gleichstrom I_{C_2} des Treiber-Transistors

$$I_{C_2} \approx \hat{\imath}_{B\,max} \cdot \left(1 + \frac{r_{Bb}}{R_{10}}\right)$$

Erfahrungsgemäß kann man setzen:

$$I_{C_2} \approx 1{,}2 \cdot \hat{\imath}_{B\,max} \approx \frac{1{,}2}{B_{min}} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot p_{out\,max}}{R_L}}$$

Hiermit ergibt sich bei einem vorgegebenen Wert von U_{E_2M} für den Emitter-Vorwiderstand von T_2 der Wert

$$R_9 \approx \frac{U_{E_2M}}{I_{C_2}}$$

Um den Wert des Widerstandes R_{10} zu erhalten, geht man davon aus, daß die Spannung U_{C_2M} mit

$$U_{C_2M} \approx \frac{U_b + |U_{E_2M}|}{2} \text{ gegeben ist.}$$

Bei Vernachlässigen der Gleichspannung an R_L (Lautsprecher-Triebspule) entfällt auf R_{10} die Spannung

$$U_b - U_{C_2M} - U_{D_1} = \frac{U_b - |U_{E_2M}|}{2} - U_{D_1}$$

wenn die Spannung an der Diode D_1 (etwa 0,7 V) mit U_{D_1} bezeichnet wird.

Hiermit ergibt sich

$$R_{10} \approx \frac{U_b - |U_{E_2M}| - 2 \cdot U_{D_1}}{2 \cdot I_{C_2}}$$

Die in dem Treiber-Transistor entstehende Verlustleistung ist

$$P_{(C+E)_2} \approx \frac{U_b - |U_{E_2M}|}{2} \cdot I_{C_2} \approx \frac{1{,}2}{B_{min}} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot p_{out\,max}}{R_L}} \cdot \frac{U_b - |U_{E_2M}|}{2}$$

Daten zu Bild 2

U_b	V	6	6	6	9	9	9	12	12	12
$p_{out\ max}$ ($k = 2\%$)	W	0,2	0,25	0,45	0,5	0,6	0,7	0,6	0,8	1,0
$p_{out\ max}$ ($k = 5\%$)	W	0,25	0,35	0,6	0,6	0,8	1,35	1,0	1,6	2,4
R_L	Ω	15	10	5	15	10	5	15	10	5
$t_{case\ max}$	°C	60	60	60	60	60	60	60	60	60
U_{in} für $p_{out} = 50$ mW	mV	1,6	1,6	1,3	1,4	1,3	1,3	1,0	0,65	0,8
R_{in}	kΩ	6,7	4,0	3,6	4,0	2,0	2,0	2,8	1,8	1,6
f_u	Hz	90	80	80	80	80	80	80	90	90
f_o	kHz	13	12	14	12	14	13	13	12	12

Schaltteilliste zu Bild 2

T_1	pnp-Transistor	AC171	AC171	AC171	AC122	AC122	AC122	AC122	AC122	AC122
T_2	pnp-Transistor	AC171	AC171	AC171	AC122	AC122	AC122	AC122	AC122	AC116
T_3	pnp-Transistor	AC117	AC117	AC117	AC117	AC117	AC117	AC117	AC117	AC117
T_4	npn-Transistor	AC175	AC175	AC175	AC175	AC175	AC175	AC175	AC175	AC175
D_1	Si-Diode	BZY87	BZY87	BZY87	BZY87	BZY87	BZY87	BZY87	BZY87	BZY87

R_1		kΩ	75	39	39	75	51	51	91	43	43
R_2		kΩ	20	10	10	15	10	10	20	10	10
R_3		kΩ	2	1	1	2,4	1	1	2	1	1
R_4		kΩ	3	2	2	5,1	2	2	3,6	2	2
R_5		Ω	510	510	510	510	510	510	510	510	510
R_6	Einstellwiderst.	kΩ	20	20	10	20	20	20	20	20	20
R_7		kΩ	51	24	20	68	24	20	51	33	20
R_8		kΩ	2,4	2,4	2,4	1,2	1,2	1,2	1,2	1,2	1,2
R_9		Ω	200	130	75	100	82	47	82	62	36
R_{10}		Ω	1000	750	390	910	680	430	1000	750	430
R_{11}		Ω	390	390	82	390	390	82	82	82	82
R_{12}	Einstellwiderst.	Ω	500	500	100	500	500	100	100	100	100
R_{13}		Ω	2000	2000	240	2000	2000	240	240	240	240
R_{14}	NTC-Widerstand	Ω	500	500	130	500	500	130	130	130	130
				500 Ω ≙ B 832 000 P/500 E				130 Ω ≙ B 832 000 P/130 E			
C_1		µF	100	100	100	100	100	100	100	100	100
C_2		µF	1	1	1	1	1	1	1	1	1
C_3		µF	25	50	100	50	50	50	25	50	50
C_4		µF	5	10	25	10	25	25	25	25	25
C_5		pF	250	500	800	160	250	500	200	300	500
C_6		µF	50	100	250	100	250	500	100	250	250
C_7		µF	250	500	500	500	500	1000	500	500	1000

Silizium-Transistoren in der Vorstufe und in der Treiberstufe

Nachstehend werden zwei Verstärker-Schaltungen beschrieben, in deren Endstufen wieder die komplementären Transistoren AC 175 und AC 117 eingesetzt sind. Vorstufe und Treiberstufe sind dagegen bei diesen beiden Verstärkern mit Silizium-Transistoren bestückt.

Verstärker für Betrieb mit Trockenbatterie

Bild 9 zeigt die Schaltung.

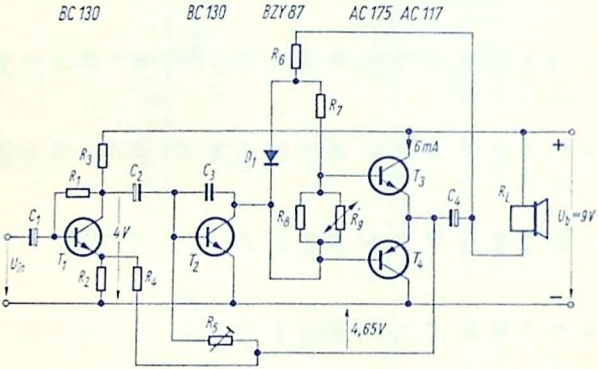


Bild 9

Bei Verwenden eines Silizium-Transistors in der Treiberstufe kann auf den bei Germanium-Transistoren unbedingt notwendigen Emitterwiderstand zum Stabilisieren des Collectorstromes gegen Temperaturschwankungen verzichtet werden. Damit wird der ausnutzbare Aussteuerbereich dieser Stufe größer. Außerdem kann dadurch die Endstufe so ausgesteuert werden, daß die in den beiden Endtransistoren auftretenden Verlustleistungen etwa gleich groß werden, womit insgesamt eine größere Ausgangsleistung erreicht wird. Da die Batteriespannung im Laufe der Zeit absinkt, muß dafür gesorgt werden, daß die Symmetrie des Ausgangs-Signals der Endstufe auch bei Speisespannungen, die unter dem Nennwert der Batteriespannung liegen, gewahrt bleibt. Das heißt aber, daß der Arbeitspunkt des Treibertransistors der sich ändernden Batteriespannung folgen muß. Man erreicht das mit dem Einstellen des Arbeitspunktes von T_2 mit Hilfe des Widerstandes R_5. Die Ausgangsleistung zeigt damit die gleiche Abhängigkeit von der Batteriespannung wie eine Endstufe mit Treiber- und Ausgangstransformator. Gleichzeitig wird mit R_5 eine gute Stabilisierung des Collectorstromes der Treiberstufe gegen Temperatureinflüsse erreicht. Als Anhaltspunkte sind noch in Bild 9 zu dem Nennwert der Batteriespannung von 9 V zwei Gleichspannungswerte und der Endstufen-Ruhestrom eingetragen.

Verstärker für Betrieb am Wechselstrom-Netz

Während für den Betrieb an einer Trockenbatterie gefordert werden muß, daß der Verstärker noch bei stark abgesunkener Batteriespannung zufriedenstellend arbeitet, kann man bei Netzbetrieb von Transistor-Geräten die Speisespannung stabilisieren und darf deshalb für den Schaltungs-Entwurf eine praktisch konstante Speisespannung voraussetzen. Diese Voraussetzung liegt der Schaltung nach **Bild 10** zugrunde.

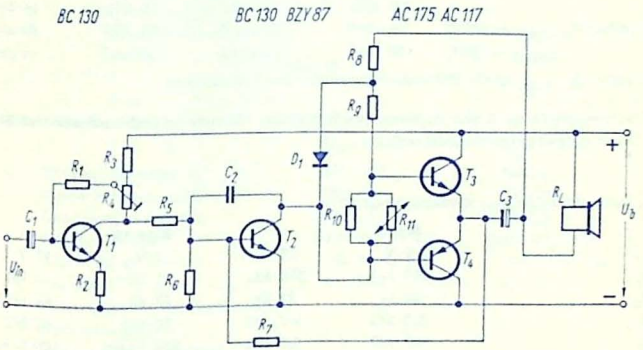


Bild 10

Die Restströme der Silizium-Transistoren sind im Vergleich zu denen der Germanium-Transistoren so gering, daß es mit Silizium-Transistoren möglich ist, Vor- und Treiberstufe galvanisch zu koppeln. Jedoch muß trotzdem der Collector-Gleichstrom des Treiber-Transistors gegen Einflüsse der Temperaturschwankungen kompensiert werden. Dies geschieht hier über den Vorstufen-Transistor.

Mit dem Bemessen der Widerstände R_1 und $R_3 \ldots R_7$ sowie mit dem exakten Abgleich am Widerstand R_4 wird eine solche Gleichstromgegenkopplung erreicht, daß damit der Collectorstrom des Treiber-Transistors von der Umgebungstemperatur nahezu unbeeinflußt bleibt.

Der Collector-Ruhestrom der Endstufe wird, wie in den Schaltungen nach Bild 2 und Bild 9, auch hier in der üblichen Weise mit einem Heißleiter (R_{11}) auf einem hinreichend temperatur-unabhängigem Wert gehalten.

Daten der Schaltungen nach Bild 9 und Bild 10

	Bild 9		Bild 10	
U_b	9 V	12 V	9 V	12 V
$P_{out\,max}$ ($k = 2\%$)	1,5 W	2,1 W	1 W	1,5 W
$P_{out\,max}$ ($k = 5\%$)	1,8 W	2,8 W	1,6 W	2,9 W
R_L	5 Ω	5 Ω	5 Ω	5 Ω
$t_{case\,max}$	60 °C	60 °C	60 °C	60 °C
U_{in} für P_{out} = 50 mW	2,8 mV	2 mV	2,2 mV	2 mV
R_{in}	40 kΩ	40 kΩ	5 kΩ	4 kΩ
f_u	40 Hz	20 Hz	40 Hz	25 Hz
f_o	20 kHz	20 kHz	16 kHz	16 kHz
Kühlblech*), $t_{amb} = 45$ °C	16 cm²	80 cm²	16 cm²	80 cm²
$t_{amb} = 60$ °C	50 cm²	zu groß	50 cm²	zu groß

Anmerkung: t_{case} ist die Gehäuse-Temperatur der Transistoren.

*) Mindestgröße bei 2 mm starkem, quadratischem Aluminiumblech (gemeinsames Kühlblech für beide Endtransistoren).

Schaltteilliste zu den Bildern 9 und 10

	Bild 9		Bild 10	
U_b	9 V	12 V	9 V	12 V
R_1	330 kΩ	330 kΩ	82 kΩ	56 kΩ
R_2	22 Ω	22 Ω	47 Ω	47 Ω
R_3	3,3 kΩ	4,7 kΩ	10 kΩ	12 kΩ
R_4	4,7 kΩ	6,8 kΩ	250 Ω,lin.	500 Ω,lin.
R_5	250 kΩ,lin.	500 kΩ,lin.	1 kΩ	1 kΩ
R_6	470 Ω	390 Ω	1,8 kΩ	2,2 kΩ
R_7	150 Ω	150 Ω	33 kΩ	27 kΩ
R_8	240 Ω	240 Ω	470 Ω	390 Ω
R_9	130 Ω*)	130 Ω*)	150 Ω	150 Ω
R_{10}	—	—	240 Ω	240 Ω
R_{11}	—	—	130 Ω*)	130 Ω*)
C_1	1 µF	1 µF	1 µF	1 µF
C_2	5 µF	5 µF	250 pF	250 pF
C_3	500 pF	300 pF	1000 µF	2500 µF
C_4	1000 µF	2500 µF	—	—
D_1	BZY 87	BZY 87	BZY 87	BZY 87
T_1	BC 130	BC 130	BC 130**)	BC 130**)
T_2	BC 130**)	BC 130**)	BC 130	BC 130
T_3	AC 175	AC 175	AC 175	AC 175
T_4	AC 117	AC 117	AC 117	AC 117

*) Heißleiter B 832 001 P / 130 E

**) Gruppe B (Stromverstärkungsfaktor 240 ... 500)

Wechselstrom-Netzanschlußteil

Zum Speisen der Schaltung nach Bild 10 kann man das Netzgerät nach Bild 11 verwenden, dessen Ausgangsspannung je nach Wahl der Diode D_1 auf 9 V oder 12 V stabilisiert ist.

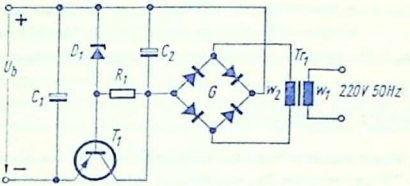


Bild 11

Schaltteilliste für Bild 11

		$U_b = 9$ V	$U_b = 12$ V
R_1	Schichtwiderstand	330 Ω	330 Ω
C_1	Elektrolytkondensator	100 µF	100 µF
C_2	Elektrolytkondensator	2500 µF	2500 µF
D_1	Referenz-Diode	BZY 85/C 9 V 1	BZY 85/C 12
G	Gleichrichter	B 30 C 500	B 30 C 500
T_1	Transistor	AC 117	AC 117
Tr_1	Netztransformator, Kern M 42 Dynamoblech IV, wechselseitig geschichtet		
	w_1 4300 Wdg. 0,12 CuL		
	w_2	230 Wdg. 0,45 CuL	300 Wdg. 0,4 CuL

50 W-50 Hz-Notstrom-Aggregat mit Transistoren

Zweck und Schaltung

Das Aggregat soll bei Ausfall der Netzwechselspannung für einen Notbetrieb bei 220 V, 50 Hz eine Leistung von 50 W zur Verfügung stellen. Nach Rückkehr der Netzspannung soll die Batterie, die im Notbetrieb die Leistung zu liefern hat, automatisch nachgeladen werden.

Bild 1 zeigt die Schaltung. Sie besteht aus:

- einem Sinusgenerator mit dem Parallel-Resonanzkreis, der aus der durch die Wicklungen w_1 und w_2 des Transformators Tr_1 gegebenen Induktivität und dem Kondensator C_2 gebildet wird, und der durch w_3 von Tr_1 gegebenen Rückkopplungsspule
- einer als Gegentaktschaltung ausgeführten Treiberstufe, die gleichzeitig als Trennstufe dient und Rückwirkungen der Endstufe auf den frequenzbestimmenden Schwingkreis des Sinusgenerators verhindert
- der Leistungsstufe, die ebenfalls als Gegentaktschaltung ausgeführt ist.

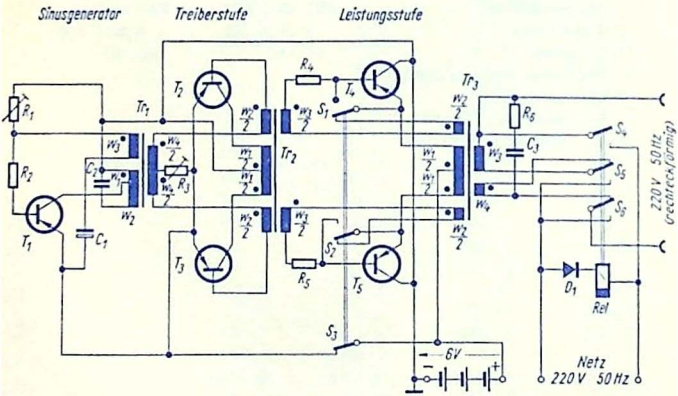


Bild 1

Sowohl Treiberstufe wie Leistungsstufe sind rückgekoppelt, wodurch ihr Wirkungsgrad erhöht wird. Die Gegentakt-Transformatoren müssen so bemessen sein, daß die betreffende Stufe bei kurzgeschlossener Synchronisations-Wicklung w_4 mit einer Frequenz < 50 Hz

schwingt. Auf diese Weise ist eine Synchronisierung der Stufen mit der vom Sinusgenerator abgegebenen Frequenz von 50 Hz mit geringen Steuerleistungen möglich. Aus demselben Grund haben die Eingangswiderstände der Stufen möglichst hohe Werte.

Die Ausgangs-Wechselspannung des gesamten Aggregats ist im Interesse eines guten Wirkungsgrades rechteckförmig. Siehe hierzu: TELEFUNKEN-Laborbuch, Band III, Seite 322: Gesichtspunkte für den Entwurf von Gleichspannungs-Wandlern.

Aus Preisgründen wurden für alle drei Transformatoren Kerne aus Dynamoblech IV gewählt. Zum Umschalten zwischen Notbetrieb und Nachladung dient ein Relais, das bei Ausbleiben der Netzspannung abfällt und so auf Notbetrieb schaltet. Bei angezogenem Relais wird die Batterie nachgeladen. In Bild 1 ist mit den Schaltkontakten $S_1 \dots S_6$ auf Notbetrieb geschaltet.

Technische Daten

Für den Betrieb als Notstromaggregat gelten **Bild 2** und folgende Werte:

U_b	Speisespannung	6 V $\pm$ 0,9 V
I_b	Speisestrom bei $p_{out} = 50$ W und $U_b = 6$ V	11 A
u_{out}	Ausgangs-Wechselspannung bei Nennleistung	220 V
p_{out}	Nennleistung	50 W
f	Frequenz	50 Hz $\pm$ 1 Hz

Um ein Überladen der Batterie (6 Volt) beim Nachlade-Betrieb zu vermeiden, ist die Leerlaufspannung am Batterie-Anschluß des Gerätes auf 8 Volt bemessen. Der max. Ladestrom beträgt 6 A.

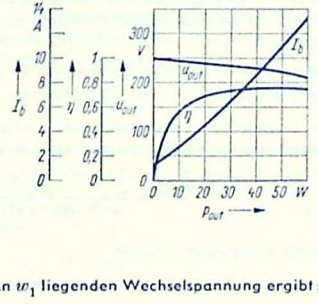


Bild 2

Der Sinusgenerator

Der Effektivwert U der an w_1 liegenden Wechselspannung ergibt sich mit

$\triangle U$ auf den Wicklungswiderstand entfallende Teilspannung

$|U_{CE\,rest}|$ Betrag der Collector-Emitter-Restspannung

$$U = \frac{U_b - |\triangle U| - |U_{CE\,rest}|}{\sqrt{2}} \approx \frac{6\text{ V} - 0{,}25\text{ V} - 0{,}3\text{ V}}{\sqrt{2}} \approx 3{,}85\text{ V}$$

Mit $U = 3{,}85$ V und einer Felddichte im Eisen von $B = 4$ kG erhält man für einen Eisenquerschnitt $A_{Fe} = 1{,}8\ \text{cm}^2$.

$$w_1 = \frac{U}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot f \cdot B \cdot A_{Fe}} \approx \frac{3{,}85\ \text{V}}{4{,}44 \cdot 50\ \text{Hz} \cdot 4\ \text{kG} \cdot 1{,}8\ \text{cm}^2} \approx 240$$

Der Wert der Felddichte $B = 4$ kG wurde gewählt, weil dafür die relative Permeabilität von Dynamo-Blech IV das Maximum aufweist. Änderungen der Batteriespannung beeinflussen deshalb die Induktivität und damit die Frequenz nur wenig.

Für $B = 4$ kG wurde eine Induktivitäts-Konstante $a_L = 0{,}58\ \mu\text{H}$ gemessen.

Mit $C_2 = 2\ \mu\text{F}$ ergibt sich die Schwingkreis-Induktivität für 50 Hz mit $L \approx 5{,}06$ H.

Dazu gehört

$$w_1 + w_2 = \sqrt{\frac{L}{a_L}} = \sqrt{\frac{5{,}06\ \text{H}}{0{,}58\ \mu\text{H}}} \approx 2940$$

bzw. $w_2 = 2700$.

Als Schwingkreis-Güte wurde 4 gemessen. Mit Rücksicht auf die Exemplar-Streuungen der Transistoren wurde w_3 so gewählt, daß eine Rückkopplungsspannung von 2 V entsteht. Diese wird über den Vorwiderstand R_2 an die Basis des Transistors T_1 gelegt. Versuche ergaben als benötigten Wert der Ausgangsspannung ebenfalls 2 V, somit ist hier $\frac{w_1}{2} = w_3$

Die Treiberstufe (Trennstufe)

Diese Stufe wie auch die Endstufe unterscheidet sich von einer üblichen Gegentakt-Stufe durch die Rückkopplung und durch die Synchronisationswicklung. Ihre Collector-Wechselspannungen sind rechteckförmig.

Der Gegentakt-Transformator ist für $B = 6$ kG berechnet. Dafür ist der Magnetisierungs-Strom noch so klein, daß der maximal zulässige Collectorstrom des AC 117 nicht überschritten wird.

Für die Eingangswicklung des Ausgangstransformators ist mit $B = 6$ kG und $A_{Fe} = 3{,}6\text{cm}^2$

$$\frac{1}{2} \cdot w_1 = \frac{(U_b - |\triangle U| - |U_{CE\,rest}|)}{4 \cdot f \cdot B \cdot A_{Fe}} \approx \frac{5{,}6\ \text{V}}{4 \cdot 50\ \text{Hz} \cdot 6\ \text{kG} \cdot 3{,}6\ \text{cm}^2} \approx 130$$

Die Werte für w_2 und w_3 wurden empirisch ermittelt.

Die Treiberstufe ist so dimensioniert, daß sie die zum Synchronisieren der Endstufe benötigte Leistung von etwa 1,5 W abgibt.

Leistungs-Endstufe

Das Metallgehäuse des Transistors AD 138 ist mit dessen Collector elektrisch leitend verbunden. Im Interesse einer guten Wärmeabfuhr ist es vorteilhaft, die Endstufen-Transistoren in Collectorschaltung zu betreiben. Dabei können diese Transistoren unmittelbar auf das

Chassisblech gesetzt werden, womit elektrisch leitende Verbindungen zwischen diesem und den Collectoren bestehen. Hier wird eine Variante der Collectorschaltung benützt. Die Ansteuerung der Endstufen-Transistoren erfolgt nicht zwischen Basis und Collector, sondern zwischen Basis und Emitter. Das ist wegen der Transformator-Kopplung möglich.

In der Eingangswicklung des Ausgangstransformators fließen Ströme bis zu 15 A. Deshalb ist dafür ein Draht mit 2 mm Durchmesser vorgesehen. Zum Ausnutzen des Wickelraumes ist es zweckmäßig, die Primär-Windungszahl so zu wählen, daß die Windungen eine Wicklungslage ergeben. Für einen Transformator-Kern M 102a benötigt man dazu $w_1 = 2 \times 27$ Windungen. Eine bifilare Wicklung, wie sie sonst für Gegentakt-Übertrager aus Symmetrie-Gründen ausgeführt wird, ist für Drähte mit 2 mm Durchmesser nicht zu empfehlen.

Die Felddichte B im Eisenkern errechnet man mit der Speisespannung U_b, mit der Frequenz f sowie mit

$\triangle U$ Spannung für den Wicklungswiderstand von $\frac{1}{2} \cdot w_1$

$|U_{CErest}|$ Betrag Collector-Emitter-Restspannung

$A_{Fe} = 12\ \text{cm}^2$ Eisenquerschnitt

$$B = \frac{(U_b - |\triangle U| - |U_{CE\,rest}|)}{4 \cdot f \cdot \frac{1}{2} \cdot w_1 \cdot A_{Fe}} \approx \frac{5{,}6\ \text{V}}{4 \cdot 50\ \text{Hz} \cdot 27 \cdot 12\ \text{cm}^2} \approx 8{,}5\ \text{kG}$$

Dazu gehört ein Magnetisierungsstrom von 3 A.

Da diese Werte für die Felddichte und den Magnetisierungsstrom durchaus zulässig sind, wurde der Transformator nach diesem Gesichtspunkt dimensioniert. Die Windungszahl w_2 wurde dabei wieder so bemessen, daß eine Rückkopplungs-Spannung von 2 Volt an der Basis gegen den Emitter der Endtransistoren liegt. Die Sekundär-Wicklung von Tr_3 ist aufgeteilt, um den beiden Betriebs-Zuständen — Laden und Entladen — gerecht zu werden, w_3 bzw. $w_3 + w_4$ sind für jeweils 220 Volt bemessen.

Ladeschaltung

Zum Laden werden die Collector-Dioden der End-Transistoren AD 138 als Ventile ausgenutzt und deshalb die Emitter-Dioden kurzgeschlossen sowie der Sinusgenerator und die Trennstufe abgeschaltet. Bei Ladebetrieb hat die Leerlaufspannung am Batterie-Anschluß des Gerätes einen Wert von etwa 8 V.

Schaltteilliste zu Bild 1

Widerstände

R_1	Einstellwiderstand	10 kΩ	
R_2	Schichtwiderstand	390 Ω	
R_3	Einstellwiderstand	100 Ω	
R_4	Drahtwiderstand	1,8 Ω	2 W
R_5	Drahtwiderstand	1,8 Ω	2 W
R_6	Schichtwiderstand	1,5 kΩ	

Kondensatoren

C_1	Elektrolytkondensator	200 µF	3 V
C_2	MP-Kondensator	2 µF	70 V
C_3	Papierkondensator	47 nF	

Transformatoren

Tr_1	Kern M 42, Dynamoblech IV, gleichseitig geschichtet, 0,5 mm Luftspalt	
w_1	240 Windungen	0,4 mm CuL
w_2	2700 Windungen	0,14 mm CuL
w_3	80 Windungen	0,1 mm CuL
w_4	2× 80 Windungen	0,2 mm CuL
Tr_2	Kern M 55, Dynamoblech IV, wechselseitig geschichtet	
w_1	2×130 Windungen, bifilar gewickelt	0,75 mm CuL
w_2	2× 25 Windungen, bifilar gewickelt	0,3 mm CuL
w_3	2× 42 Windungen, bifilar gewickelt	0,75 mm CuL
Tr_3	Kern M 102a wechselseitig geschichtet	
w_1	2× 27 Windungen	2 mm CuL
w_2	2× 8 Windungen	0,7 mm CuL
w_3	930 Windungen	0,4 mm CuL
w_4	210 Windungen	0,4 mm CuL

Relais

R_{el}	Relais mit Kurzschlußwindung, 4 Wechselkontakte, 1 Arbeitskontakt, 1 Ruhekontakt

Diode

D_1	Zu wählen je nach verwendetem Relais

Transistoren

T_1	Transistor	AC 117
T_2, T_3	Transistoren	AC 117
T_4, T_5	Transistoren	AD 138

Transistor als Schalter

Vorbemerkung

Ein Transistor ist ein stetig steuerbares Halbleiter-Bauelement, das zum Verstärken von Signalleistungen verwendet werden kann. Hierfür nutzt man die Zusammenhänge aus, die zwischen Collectorstrom und Collectorspannung einerseits und Basisstrom bzw. Basis-Emitterspannung andererseits bestehen. Diese Zusammenhänge werden z. B. im $I_C(U_{CE})$-Kennlinienbild mit den zu konstanten Werten von I_B bzw. U_{BE} gehörenden Kennlinien veranschaulicht. Man beschränkt sich dabei auf den in **Bild 1** schraffierten Bereich des Kennlinienfeldes. In diesem Verstärkerbereich verlaufen die $I_C(U_{CE})$-Kennlinien für konstante Werte von I_B bzw. von U_{BE} nahezu gerade. Seine Grenzen sind:

links die Sättigungs-Grenzlinie (Restspannungs-Kennlinie $U_{CB} = 0$)
unten die Sperr-Grenzlinie (Reststrom-Kennlinie $I_B = 0$) des Transistors.

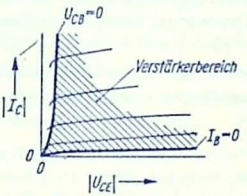


Bild 1

Die **Sättigungs-Grenzlinie** des Transistors ist die Grenze zwischen normaler und überhöhter Aufladung des Basisraumes mit Ladungsträgern, die in ihn aus dem Emitter injiziert sind. Außerdem ist sie die Grenze zwischen den flach sowie nahezu gerade verlaufenden Teilen der $I_C(U_{CE})$-Kennlinien und deren nach unten abgekrümmten Teilen bzw. die Grenze zwischen Sperrzustand und Durchlaßzustand der Collector-Sperrschicht.

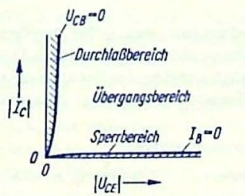


Bild 2

Soll der Transistor als Schalter verwendet werden, so handelt es sich um sprunghafte Wechsel zwischen Durchlaß- und Sperrzustand. Dabei wird der in Bild 1 schraffierte **Verstärker-**

bereich nur beim Wechsel des Schaltzustandes durchlaufen **(Übergangsbereich)**, während für die Schaltzustände selbst der **Durchlaßbereich** und der **Sperrbereich (Bild 2)** ausgenutzt werden.

Die mit den Bildern 1 und 2 veranschaulichten Bereiche sind somit:

Arbeitsbereich	Emitter-Sperrschicht	Collector-Sperrschicht	Basisraum
Sperrbereich	Sperrzustand	Sperrzustand	keine Ladung
Verstärkerbereich	Durchlaßzustand	Sperrzustand	variable Ladung
Durchlaßbereich	Durchlaßzustand	Durchlaßzustand	Überladung

Der Transistor als nicht idealer Schalter

Für den Transistor gibt es im Durchlaßzustand eine Restspannung und im Sperrzustand einen Reststrom. Die Übergänge zwischen Sperrzustand und Durchlaßzustand erfordern beim Transistor Schaltzeiten. Sowohl im Durchlaßzustand wie im Sperrzustand, wie auch während der Übergänge zwischen diesen Zuständen treten im Transistor Verluste auf. Die Verlustarbeit verwandelt sich in Wärme, was zu einer Temperaturerhöhung der Sperrschicht führt.

Die Eigenschaften und die Funktion des Transistors hängen von der Umgebungs-Temperatur ab. Für die Sperrschicht-Temperatur sowie für die Sperrspannung und für den Durchlaßstrom bestehen Grenzwerte.

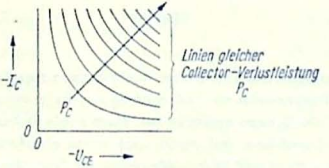


Bild 3

Beim Transistor, der als Schalter dient, sind außer den Grenzwerten für die Spannungen und die Ströme die höchstzulässige Verlustleistung **(Bild 3)** bei vorgegebener Umgebungs-Temperatur sowie die tatsächlich auftretenden Schaltzeiten zu beachten. Diese Schaltzeiten beeinflussen die Verluste im Transistor und die damit bewirkte Temperaturerhöhung.

Schaltzeiten für den Transistor selbst

Beim Verwenden von Transistoren als Schalter ist zu beachten, daß die Übergänge zwischen Sperrzustand und Durchlaßzustand auch bei sprunghaften Änderungen des Wertes der Steuergröße nicht abrupt erfolgen, sondern Zeit beanspruchen und daß diese Übergänge gegenüber Sprüngen der Steuergröße verzögert sind. Hierfür gelten die Zeitbegriffe, die mit den **Bildern 4 ... 6** veranschaulicht werden.

Bild 4 zeigt die hierzu gehörenden Schaltpläne für pnp- und npn-Transistoren. Als Mittel zur Basisstrom-Änderung wurde in diesen Schaltplänen ein Schalter eingetragen, mit dem für den Übergang vom Durchlaß- in den Sperrzustand die Basis-Emitter-Strecke des Transistors kurzgeschlossen werden kann. Mit dem Schalter wird deutlich gemacht, daß es sich

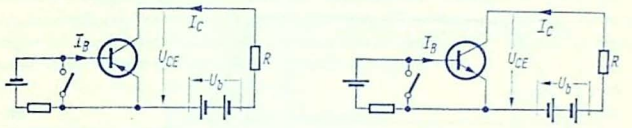


Bild 4

hier um abrupte Wechsel zwischen diesem Kurzschluß und einem zum Durchlaß-Zustand gehörenden Basisstrom handeln soll. Dazu ist vorausgesetzt, daß die Urspannung der Basis-Gleichstromquelle verhältnismäßig hoch ist und daß der dort eingetragene Vorwiderstand einen entsprechend großen Wert hat.

In Bild 5 ist ein mit dem Betätigen des Schalters in den Schaltungen nach Bild 4 erreichbarer zeitlicher Verlauf des Basisstromes aufgetragen:

Zunächst ist der Schalter geschlossen (Kurzschluß zwischen Basis und Emitter des Transistors). Dabei ist der Basisstrom-Betrag sehr gering oder gleich Null. Dem entspricht der Sperrzustand des Transistors. Es fließt somit nur der niedrige Collector-Reststrom für $U_{BE} = 0$.

Dann wird der Schalter geöffnet. Als Folge hiervon springt der Basisstrom unter dem Einfluß der im Basisstromkreis wirksamen Gleichstromquelle auf einen Betrag $|I_{Be}|$, mit dem der Durchlaßzustand des Transistors eingeleitet wird (Basisstromwert für pnp-Transistor negativ, für npn-Transistor positiv).

Nach einiger Zeit wird der Schalter zwischen Basis und Emitter des Transistors neuerdings geschlossen und so wiederum der Sperrzustand des Transistors veranlaßt. Hierbei muß sich zunächst die zum Durchlaßzustand des Transistors gehörende Ladung des Basisraumes abbauen. Dies geschieht in Form eines dementsprechenden Basisstromes. Daher springt der Basisstrom, der über den geschlossenen Schalter fließen kann, auf einen Wert mit entgegengesetztem Vorzeichen wie zuvor und mit einem Betrag, der häufig höher ist als der vor dem Öffnen des Schalters vorhandene Basisstrombetrag, der dem Dauerzustand entsprach. Den nun fließenden Basisstrom bezeichnet man als Ausräumstrom $I_{Bä}$. Nach Entladung des Basisraumes geht der Basisstrom auf den zum Sperrzustand gehörenden geringen Betrag bzw. auf den Wert Null zurück.

Der Wert des Ausräumstromes hängt von den jeweils gegebenen Bedingungen ab. Hier bestehen diese einerseits in einem bestimmten Wert des vor dem Übergang in den Sperrzustand fließenden Collectorstromes sowie andererseits im Kurzschluß zwischen Basis und Emitter.

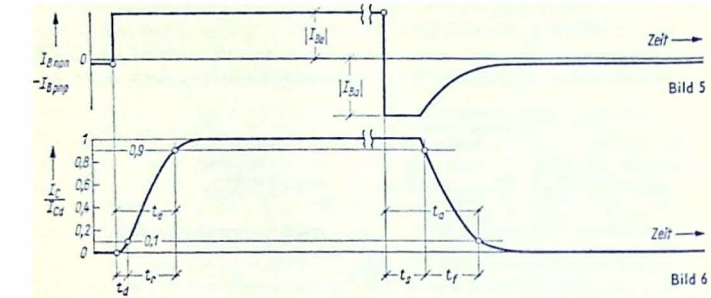


Bild 6 zeigt den zeitlichen Verlauf des Collectorstromes für $U_{CE} = \text{const.}$ bei einem zeitlichen Verlauf des Basisstromes nach Bild 5 und die ihn kennzeichnenden Zeiten mit ihren Formelzeichen:

t_d **Transistor-Verzögerungszeit:** Zeit, die zwischen dem Sprung des Basisstromes und dem Erreichen von 10% des für den Durchlaßzustand geltenden Collectorstrom-Betrages $|I_{Cd}|$ verstreicht,

t_r **Transistor-Anstiegszeit:** Zeit, während der der Collectorstrombetrag beim Übergang vom Sperrzustand in den Durchlaßzustand von 10% auf 90% von $|I_{Cd}|$ ansteigt,

t_s **Transistor-Speicherzeit:** Zeit, in der im Anschluß an den Sprung des Basisstromes, der den Sperrzustand veranlaßt, der Collectorstrom-Betrag auf 90% des zum Durchlaßzustand gehörenden Betrages $|I_{Cd}|$ absinkt,

t_f **Transistor-Abfallzeit (Fallzeit):** Zeit, in der sich der Betrag des Collectorstromes von 90% auf 10% des zum Durchlaßzustand gehörenden Betrages $|I_{Cd}|$ vermindert,

t_e **Transistor-Einschaltzeit:** Summe aus Verzögerungszeit und Anstiegszeit. Oft setzt man $t_e \approx t_r$

t_a **Transistor-Ausschaltzeit:** Summe aus Speicherzeit und Abfallzeit.

Alle genannten Zeiten bedeuten Verzögerungen der Collectorstrom-Änderungen gegenüber den Sprüngen des Basisstromes. Sie sind allein in der Funktion des Transistors selbst begründet. Den Vorsatz »Transistor« vor den Bezeichnungen der Zeiten sollte man nur weglassen, wenn klar ist, daß ausschließlich die reinen Transistor-Schaltzeiten gemeint sind, die sich für abrupte Basisstrom-Änderungen und $U_{CE} = \text{const.}$ ergeben.

Die hier aufgeführten Schaltzeiten hängen im übrigen naturgemäß von den jeweiligen Bedingungen ab, unter denen die Übergänge zwischen Sperrzustand und Durchlaßzu-

stand erfolgen. Diese Bedingungen sind in den »Technischen Daten« genannt und werden im wesentlichen mit dem Übersteuerungsfaktor sowie mit dem Ausräumfaktor gekennzeichnet.

Übersteuerungsfaktor und Ausräumfaktor

Übersteuern bedeutet das Verwenden eines überhöhten Basisstromes, womit die Sättigungs-Grenzlinie des Transistors **(Bild 7)** von rechts nach links überschritten wird. Dabei verlagert sich der Durchlaßzustand in den Übersteuerungsbereich, weshalb der Restspannungswert dann kleiner ausfällt als bei fehlender Übersteuerung.

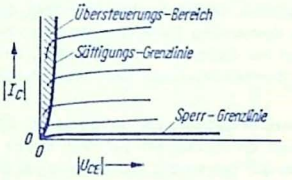


Bild 7

Bild 8 veranschaulicht das. Dieses Bild enthält drei Transistor-Ausgangskennlinien [z. B. für die Basisströme 100 mA (unten), 200 mA (mitte) und 300 mA (oben)] sowie die Widerstandsgerade, wie sie für bestimmte Werte der Speisespannung und des (ohmschen) Lastwiderstandes gilt. Mit dem zur mittleren Transistor-Kennlinie gehörenden Basisstrom wird

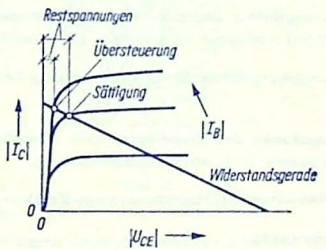


Bild 8

in bezug auf diese Widerstandsgerade die **Sättigung** erreicht. Das ist genau genommen der Betriebsfall, in dem die Collector-Sperrschicht aus dem Sperrzustand in den Durchlaßzustand überwechselt ($U_{CB} = 0$). In den I_C (U_{CE})-Kennlinien entspricht die Sättigung etwa dem linken Ende des flach verlaufenden Kennlinienteiles. Beim Überschreiten der

Sättigungs-Grenzlinie (Sättigungs-Kennlinie oder Restspannungs-Kennlinie oder Sättigungslinie) [im $I_C(U_{CE})$-Kennlinienbild von rechts nach links] kommt man in den **Übersteuerungs-Bereich**, der mitunter auch **Sättigungs-Bereich** genannt wird. Hier ist der Transistor mit dem zur oberen Transistor-Kennlinie von Bild 8 gehörenden Basisstrom übersteuert. Mit einer solchen Übersteuerung erreicht man außer einem kleineren Restspannungsbetrag bei abruptem Einsetzen des zum Durchlaßzustand gehörenden Basisstromes einen rascheren Anstieg des Collectorstrom-Betrages. Ein Übersteuern verkürzt die Einschaltzeit, verlängert aber die Speicherzeit.

Das Übersteuern, das ein Überladen des Basisraumes bedeutet, wird mit dem **Übersteuerungsfaktor** m gekennzeichnet. Dieser ist das Verhältnis des zum Steuern tatsächlich benutzten Basisstromes, zu demjenigen Basisstrom, den man benötigt, um den Transistor bei einem bestimmten Wert des Collectorstromes gerade bis zur Kniespannung, d. h. bis zur Sättigungs-Grenzlinie (der Restspannungs-Kennlinie), durchzusteuern.

Der **Ausräumstrom** ist der Basisstrom, der während des Überganges vom Durchlaßzustand in den Sperrzustand des Transistors bei dem hierzu gehörenden Entladen des Basisraumes fließt. Je höher der Betrag des Ausräumstromes ist, desto kürzer werden die Speicherzeit und die Abfallzeit des Transistors.

Der Betrag des Ausräumstromes wird mit dem **Ausräumfaktor (Ausschaltfaktor)** k charakterisiert, nämlich mit dem Verhältnis zwischen dem tatsächlich fließenden Ausräumstrom (siehe Bild 5) und dem für Schalttransistoren hierzu angegebenen Bezugswert. Das ist der als Ausräumstrom den Angaben über Speicherzeit und Abfallzeit zugrunde gelegte Basisstrom.

Will man den Übersteuerungsfaktor und den Ausräumfaktor ausrechnen, um daraus die jeweils geltenden Transistor-Schaltzeiten zu ermitteln, so braucht man folgende Größen:

B_n — Gleichstromverstärkungsfaktor für Emitterschaltung bei $U_{CB} = 0$ und I_{Cd} gemäß Bild 6

T — **Schalt-Zeitkonstante** des Transistors (auch **Einschalt-Zeitkonstante** genannt, obschon sowohl für t_r wie für t_f bestimmend)

T_s — **Speicher-Zeitkonstante (Übersteuerungs-Zeitkonstante)**

m — **Übersteuerungsfaktor**

k — **Ausräumfaktor (Ausschaltfaktor)**

Mit diesen Formelzeichen und den Formelzeichen von Bild 5 und 6 gelten:

$$m = B_n \cdot \frac{|I_{Be}|}{|I_{Cd}|} \qquad k = B_n \cdot \frac{|I_{Ba}|}{|I_{Cd}|}$$

$$t_e \approx t_r \approx T \cdot \ln \frac{m - 0{,}1}{m - 0{,}9} \qquad \text{(Bild 9)}$$

$$t_f \approx T \cdot \ln \frac{k + 1}{k + 0{,}1} \qquad \text{(Bild 9)}$$

$$t_s \approx T_s \cdot \ln \frac{k + m}{k + 1} \qquad \text{(Bild 10)}$$

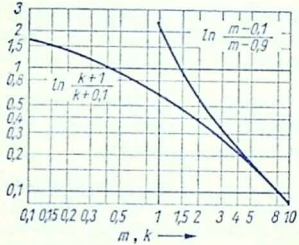


Bild 9

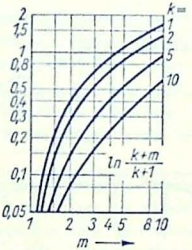


Bild 10

Tatsächliche Schaltzeiten

Die Transistor-Schaltzeiten liegen ungefähr zwischen 5 ns und 50 µs. Sie kommen mit diesen Werten nur dann zur Geltung, wenn die das Schalten des Transistors bewirkenden Basisstrom-Änderungen in noch kürzeren Zeiten abgeschlossen sind.

Meistens werden sprunghafte Basisstrom-Änderungen, wie sie den Bildern 5 und 6 zugrunde liegen, nicht erreicht. Bei allmählichen Änderungen des Basisstromes, die im Vergleich zu den Transistor-Schaltzeiten nicht mehr vernachlässigbare Zeitspannen erfordern, entfallen auf die damit bewirkten Collectorstrom-Änderungen längere Zeiten als dies dem Bild 6 entspricht.

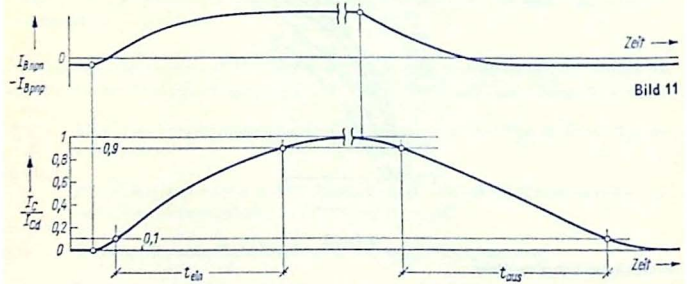
Bild 11 veranschaulicht einen zeitlichen Basisstromverlauf mit allmählichen Basisstrom-Änderungen. In **Bild 12** ist der zugehörige zeitliche Verlauf des Collectorstromes für $U_{CE} = \text{const.}$ aufgetragen.

Erfolgen die Basisstrom-Änderungen, die den Wechsel zwischen Sperr- und Durchlaßzustand des Transistors bedingen, nicht sprunghaft (nicht abrupt), so treten an die Stelle der für den Transistor allein geltenden Zeiten t_r und t_f die Zeiten t_{ein} und t_{aus} Diese Zeiten sind, wie schon angedeutet, stets länger als die Zeiten t_r und t_f Die Zeiten t_{ein} und t_{aus} sind (siehe Bild 12) so definiert:

t_{ein} **(tatsächliche) Einschaltzeit** bei stetiger Änderung des Basisstromes: Zeit, in der der Collectorstrom von 10% bis auf 90% des für den Durchlaß-Dauerzustand geltenden Betrages $|I_{Cd}|$ ansteigt.

t_{aus} **(tatsächliche) Ausschaltzeit** bei stetiger Änderung des Basisstromes: Zeit, in der der Collectorstrom von 90% bis auf 10% des für den Durchlaß-Dauerzustand geltenden Betrages $|I_{Cd}|$ absinkt.

Wie hieraus ersichtlich ist, haben t_{ein} und t_{aus} allgemeine Bedeutung, während t_r und t_f nur als deren Minimalwerte auftreten. Diese Minimalwerte werden nie völlig und häufig sogar bei weitem nicht erreicht. Wie nahe man an sie herankommt, hängt von dem zeitlichen Verlauf des den Transistor steuernden Basisstromes und deshalb von der Ansteuer-Schaltung ab.



Für die bei den Übergängen zwischen Sperrzustand und Durchlaßzustand sich ergebenden Verluste sind nicht die reinen Transistor-Schaltzeiten, sondern die tatsächlichen Schaltzeiten t_{ein} und t_{aus} maßgebend!

Hierbei ist überdies zu beachten, daß die Angaben der Zahlenwerte für t_{ein} und t_{aus} immer noch offenlassen, in welcher Weise die zeitlichen Änderungen des Basisstromes vor sich

gehen. Im allgemeinen wird man annehmen dürfen, daß der zeitliche Verlauf des Collectorstromes zwischen 10% und 90% des jeweils höchsten erreichten Betrages einigermaßen linear ist.

Für das Schalten mit Transistoren wichtigste Punkte

Wie in den Beiträgen

Transistor als Schalter für Wirkbelastung
Transistor als Schalter für kapazitive Belastung
Transistor als Schalter für induktive Belastung

näher ausgeführt, sind für ein Verwenden des Transistors als Schalter in einem Gleichstromkreis folgende Punkte zu beachten:

1. Als Ein- und Ausschaltzeit sind die Zeiten zu verstehen, die die Übergänge zwischen Durchlaßzustand und Sperrzustand des Transistors (genauer: zwischen dem 0,9fachen und dem 0,1fachen des zum Dauer-Durchlaßzustand gehörenden Collectorstrombetrages) beanspruchen. Die Minima dieser Zeiten sind mit den diesbezüglichen Transistor-Kennwerten, d. h. mit der Transistor-Anstiegszeit und mit der Transistor-Fallzeit gegeben. Diese Schaltzeit-Minima kommen nur zur Geltung, wenn der Transistor mittels eines idealen Schalters gesteuert wird. Jede endliche Dauer der Änderung der Steuergröße verlängert die Ein- und Ausschaltzeit über die Anstiegszeit und die Fallzeit des Transistors hinaus.

2. Beim Schalten eines Stromkreises mit **ohmschem Widerstand** treten weder Überspannung noch Überstrom auf. Die Verlustarbeit je Schaltvorgang ist mit etwa dem 0,22fachen des Produktes aus Schaltleistung und Schaltzeit gegeben.

3. Beim **Einschalten** eines Stromzweiges, bestehend aus einer **Kapazität** und einem parallel liegenden ohmschen Widerstand, kann es zu **Überstrom** kommen, wenn die Zeitkonstante des geschalteten Stromzweiges größer ist als die Einschaltzeit.
Abhilfen sind:

a) Verlängern der Einschaltzeit, d. h. Verlangsamen des Stromanstieges mit entsprechendem Steuern des Transistors, wobei aber die Verlustarbeit (im Gegensatz zur Verlustleistung) während des Überganges vom Sperrzustand in den Durchlaßzustand vergrößert und der Transistor so möglicherweise gefährdet wird.

b) Unterschreiten der Sättigungsgrenze, d. h. Inkaufnahme eines größeren Restspannungsbetrages und damit einer höheren Verlustleistung im Durchlaßzustand.

c) Zufügen eines Widerstandes in Serie zur Kapazität, womit das Aufladen der Kapazität im Wesentlichen erst nach Herstellen des Transistor-Durchlaß-Zustandes erfolgt, also der Stromanstieg verlangsamt wird. Der Serienwiderstand erhöht allerdings die Verlustarbeit, die außerhalb des Transistors während des Überganges von der Sperrung auf den Dauer-Durchlaßzustand des Transistors anfällt.

4. Beim **Ausschalten** eines Stromzweiges, bestehend aus einer **Induktivität** und einem damit in Reihe liegenden ohmschen Widerstand kann es zu **Überspannung** kommen, wenn die Zeitkonstante des geschalteten Stromzweiges größer ist als die Ausschaltzeit, die

für den gesteuerten Transistor gilt. Um die Überspannung klein zu halten, schaltet man parallel zur Induktivität entweder

a) ein Ventil, das für den Dauerstrom im Durchlaßzustand in Sperrichtung gepolt ist, oder

b) einen Kondensator in Reihe mit der Parallelschaltung aus einem solchen Ventil und einem Widerstand, über den sich der Kondensator im Durchlaßzustand auflädt.

Im Falle 4a) ergibt sich als Verlustarbeit für den Ausschaltvorgang etwa das 0,6fache Produkt aus Schaltleistung und Ausschaltzeit, wobei die Schaltleistung das Produkt aus den tatsächlich auftretenden Werten des Durchlaßstromes und der Sperrspannung ist.

Im Falle 4b) kann man die Verlustarbeit bei geeigneter Bemessung des geschalteten Stromkreises verschwindend gering halten. Voraussetzung für extrem geringe Verlustleistung im Transistor beim Schalten ist: Die Zeit zwischen Einschalten und Ausschalten muß für ein Aufladen des Kondensators auf etwa den Speisespannungswert ausreichen. Das heißt, diese Zeitspanne muß wenigstens etwa das Dreifache des Produktes aus der Kondensator-Kapazität und dem Wert des dem Ventil parallel geschalteten Widerstandes betragen. Außerdem kann man hierbei sogar Speisespannungen mit Beträgen verwenden, die höher sind als die sonst einzuhaltenden Grenzwerte. Dafür genügt es, wenn der Kondensator am Ende der Durchlaßzeit auf etwa ein Viertel der Speisespannung aufgeladen ist.

5. Für die Verlustarbeit, die während eines Schaltvorganges im Transistor auftritt, ist (außer in den Fällen 3 und 4b) die Schaltzeit des gesteuerten Transistors, d. h. die Zeit, die der mit der Steuerung erzwungene Übergang des Transistors zwischen Durchlaß- und Sperrzustand benötigt, maßgebend. Man wird deshalb den Transistor im Hinblick auf geringe Werte der beim Schalten anfallenden Verlustarbeit im allgemeinen möglichst so steuern, daß damit die eigentlichen Transistor-Schaltzeiten nicht übermäßig erhöht werden.

Das Ermitteln der Verlustleistung bei periodischem Schalten

Als Grundlage für das Nachrechnen der Transistor-Erwärmung beim periodischen Umschalten sind in den »Technischen Daten« vielfach Kennlinienscharen enthalten. Deren Verwendung setzt voraus, daß man den zeitlichen Verlauf der sich beim Umschalten ergebenden Verlustleistung kennt. Im allgemeinen ist zu empfehlen, die durch die Verlustleistungsimpulse und durch die im Sperrzustand sowie im Durchlaßzustand auftretenden Verluste bedingte Temperaturerhöhung unmittelbar zu kontrollieren. Das kann so geschehen: Man ermittelt für den Transistor in der gewählten Anordnung den Zusammenhang zwischen Sperrschicht-Temperatur und Collector-Kurzschluß-Reststrom, wobei man die Umgebungstemperatur gleich der Transistor-Sperrschichttemperatur setzen kann. Dann betreibt man den Transistor in der beabsichtigten Weise als Schalter und beobachtet im Oszillogramm den Wert des im Sperrzustand fließenden Collector-Kurzschluß-Reststromes.

Einfluß der Umgebungstemperatur

Man hat bei der vorstehend angedeuteten Messung die Umgebungstemperatur genau zu beachten. Im übrigen ist die Umgebungstemperatur beim Schaltbetrieb des Transistors nur im Hinblick auf die höchstzulässige Sperrschichttemperatur von Bedeutung. Vorkehrungen zum Zwecke einer Kompensation, die Einflüsse von Temperaturschwankungen ausgleichen soll, braucht man beim Betrieb des Transistors als Schalter nicht zu treffen.

Transistor als Schalter für Wirkbelastung

Vorbemerkung

Unter einer Wirkbelastung wird hier ein Laststromzweig verstanden, der aus einer Admittanz mit vernachlässigbaren Blindanteilen besteht. Als eine derartige Wirkbelastung kommen in erster Linie Stromzweige mit ohmschem Charakter in Betracht, d. h. Stromzweige, für die die zusammengehörenden Werte von Spannung und Strom einander proportional sind. Außer Stromzweigen mit ohmschen Leitwerten hat man als Wirklast aber auch Kaltleiter (z. B. Glühlampen) und mitunter Heißleiter zu schalten.

Die Kennliniendarstellungen sind der Allgemeingültigkeit zuliebe normiert. Das heißt: Statt des Collector-Stromes I_C ist das Verhältnis dieses Stromes zu dem für den theoretischen Fall (Transistor-Restspannung $= 0$) geltenden höchstmöglichen Strom $\frac{U_b}{R}$ aufgetragen. Die Collector-Emitter-Spannung U_{CE} ist auf die Speisespannung U_b bezogen.

Die normierte Darstellung hat im übrigen den Vorteil, daß bei ihr der Unterschied zwischen pnp- und npn-Transistor hinsichtlich der Zahlenwert-Vorzeichen von Spannungen und Strömen entfällt.

Zusammenhang zwischen Collectorstrom und Collector-Emitter-Spannung bei ohmscher Last

Bild 1 enthält eine zu ohmscher Last gehörende Widerstands-Gerade sowie die ihr zugrunde liegenden Schaltpläne für den pnp- und den npn-Transistor.

Der geschaltete Stromkreis umfaßt im Falle des Bildes 1 außer dem als Schalter dienenden Transistor nur die Gleichstromquelle und den ohmschen Lastwiderstand R. Deshalb besteht für die Übergänge zwischen Durchlaßzustand und Sperrzustand des Transistors ausschließlich der mit der Widerstandsgeraden festgelegte Zusammenhang des Collectorstromes mit der Collector-Emitter-Spannung:

Sinkt $\frac{I_C}{U_b : R}$, so nimmt im selben Maß $\frac{U_{CE}}{U_b}$ zu.

Steigt $\frac{I_C}{U_b : R}$, so geht $\frac{U_{CE}}{U_b}$ genau dementsprechend zurück.

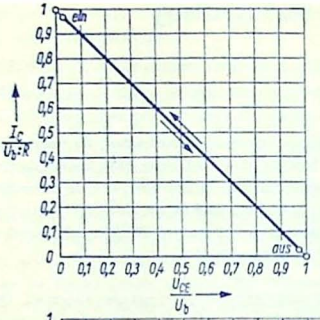


Bild 1

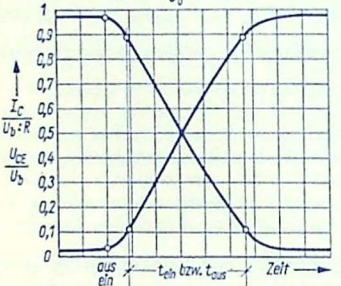


Bild 2

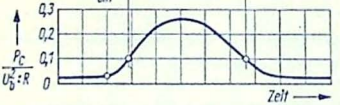


Bild 3

In diesem Sinne stellen die beiden in **Bild 2** enthaltenen Linienzüge wechselweise den zeitlichen Verlauf von

$$\frac{U_{CE}}{U_b} \quad \text{und} \quad \frac{I_C}{U_b : R} \quad \text{dar:}$$

Für Übergang von	Kurve von links oben nach rechts unten	Kurve von links unten nach rechts oben
Durchlaß auf Sperrung	$\frac{I_C}{U_b : R}\ (t)$	$\frac{U_{CE}}{U_b}\ (t)$
Sperrung auf Durchlaß	$\frac{U_{CE}}{U_b}\ (t)$	$\frac{I_C}{U_b : R}\ (t)$

Der in Bild 2 eingetragene zeitliche Verlauf ist entsprechend dem zeitlichen Verlauf des Collectorstromes bei sprunghaftem Ändern des Basisstromes von dem zum Sperrzustand gehörenden Wert auf den für den Durchlaßzustand geltenden Wert angenommen.

Verlustleistung und Verlustarbeit

Aus Bild 2 folgt der zeitliche Verlauf der Collector-Verlustleistung, deren Augenblickswerte sich als Produkte aus den zusammengehörenden Augenblickswerten des Collectorstromes und der Collector-Emitter-Spannung **(Bild 3)** ergeben.

Wie man aus Bild 3 entnehmen kann, beträgt die bei jedem einzelnen Übergang zwischen Sperrzustand und Durchlaßzustand anfallende Collector-Verlustarbeit W_C mit der Schaltzeit $t_{sch} = t_{ein} = t_{aus}$

$$W_C \approx 0{,}22 \cdot \frac{U_b^2}{R} \cdot t_{sch}$$

(Statt 0,22 wird vielfach $\frac{1}{6}$ angegeben. Dieser Bruchteil ergibt sich nur im Falle eines linearen zeitlichen Verlaufs zwischen den Werten 0 und 1 sowohl für

$$\frac{I_C}{U_b : R} \quad \text{wie auch für} \quad \frac{U_{CE}}{U_b} \quad \text{und}$$

bei Definition der Schaltzeit als der Zeit, die der volle Übergang zwischen 0 und 1 benötigt.)

Für periodisches Schalten mit der Schaltspiel-Frequenz f folgt aus der obenstehenden Gleichung für die Verlustarbeit W_C die Beziehung für den zeitlichen Mittelwert der Collector-Verlustleistung $P_{C\,sch}$ die durch die Schaltvorgänge bedingt ist. Sie gilt allerdings nur unter der Voraussetzung, daß die Collectorstrom-Impulsdauer und die Impulspause wenigstens etwa das 1,3fache der Schaltzeiten $t_{sch} = t_{ein} = t_{aus}$ betragen

$$P_{C\,sch} \approx 2 \cdot 0{,}22 \cdot \frac{U_b^2}{R} \cdot t_{sch} \cdot f = 0{,}44 \cdot \frac{U_b^2}{R} \cdot t_{sch} \cdot f$$

Mit dem Verlustleistungs-Mittelwert darf allerdings nur in solchen Fällen gerechnet werden, in denen die Periodendauer des Schaltspiels kleiner ist als die maßgebende Wärme-Zeitkonstante des Transistors.

Das Schalten von Kaltleitern

Ein Kaltleiter, z. B. eine Glühlampe, hat im kalten Zustand einen höheren Leitwert als im warmen Zustand. Dieser ergibt sich, wenn der Kaltleiter von einem für ihn hohen Strom durchflossen wird. Die Zeitkonstanten, die für die temperaturbedingten Widerstandsänderungen gelten, sind im allgemeinen wesentlich größer als die (tatsächlichen) Transistor-Ein- und Ausschaltzeiten.

Somit gilt für das **Einschalten** der niedrige Kaltwiderstand nahezu während des gesamten Stromanstieges (steile Widerstandsgerade in **Bild 4**). Der Anstieg des Collectorstromes ist mit dem Betrag des steuernden Basisstromes begrenzt. Das bedeutet, daß sich bei einem Übersteuern des Transistors sehr hohe Einschaltstromspitzen ergeben könnten. Für Bild 4 ist deshalb ein Basisstrom angenommen, der noch keine Übersteuerung bewirkt.

Nachdem der Strom angestiegen ist, kommt es zur Erwärmung des Kaltleiters, womit sein Leitwert sinkt und sich so der zum Einschalt-Dauerzustand gehörende Leitwert einstellt. Damit gilt jetzt die zum Warmleitwert und deshalb auch zu dessen Kehrwert, dem Warmwiderstand R_{warm} gehörende Widerstandsgerade (Bild 4). Dem Durchlaßzustand entspricht somit in Bild 4 der Schnittpunkt dieser Widerstandsgerade mit der dem Basisstrom für den Durchlaßzustand entsprechenden $I_C\,(U_{CE})$-Kennlinie des Transistors.

Beim **Abschalten**, d. h. beim Übergang des Transistors aus dem Durchlaßzustand in den Sperrzustand, verhält sich die Schaltung zunächst so, als ob es sich um einen ohmschen Widerstand vom Wert des Warmwiderstandes handeln würde, wenn die tatsächliche Transistor-Ausschaltzeit (wie meistens) klein gegen die Abkühlungs-Zeitkonstante des Kaltleiters ist. Erst nachdem der Collectorstrom schon beinahe auf den zum Sperrzustand gehörenden Wert gesunken ist, stellt sich allmählich der Kaltwiderstandswert wieder ein.

Die **Bilder 5** und **6** zeigen beispielsweise den zeitlichen Verlauf des Collectorstromes und der Collectorspannung beim Übergang vom Sperrzustand in den Durchlaßzustand und beim Übergang vom Durchlaßzustand in den Sperrzustand.

Aus Bild 5 ist, wie auch schon aus Bild 4, zu erkennen, daß die Verlustarbeit, die beim Übergang vom Sperrzustand in den Durchlaßzustand anfällt, weit höher ist als beim Einschalten eines ohmschen Stromzweiges. Aus Bild 5 geht außerdem hervor, daß ein großer Teil der Verlustarbeit erst im Anschluß an die Einschaltzeit auftritt, falls die Erwärmungszeitkonstante des Kaltleiters wesentlich größer ist als diese Einschaltzeit.

Um die Verlustarbeit, die sich während des Einschaltvorganges ergibt, herabzusetzen, legt man mitunter parallel zum Transistor einen Stromzweig mit ohmschem Charakter. Dessen Leitwert bemißt man so, daß dieser Stromzweig bei gesperrtem Transistor den für den Kaltleiter im Sperrzustand höchstzulässigen Strom durchläßt. Damit wird der Kaltleiter vorgeheizt und hat deshalb einen Widerstandswert, der seinen Kaltwiderstand übersteigt. Von dieser Möglichkeit macht man beispielsweise Gebrauch, wenn mit dem Transistor Glühlampen geschaltet werden sollen: In einem solchen Fall bemißt man den Strom

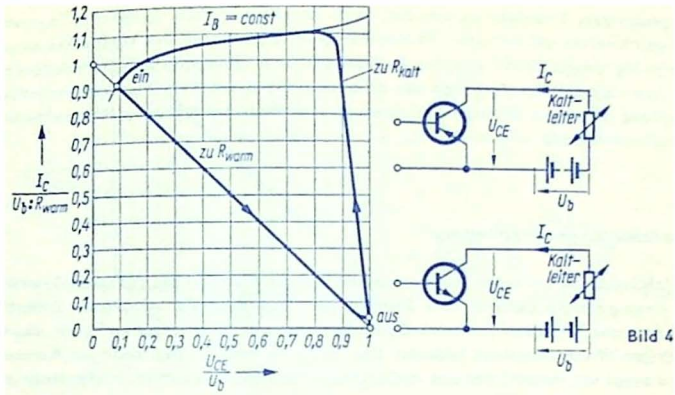


Bild 4

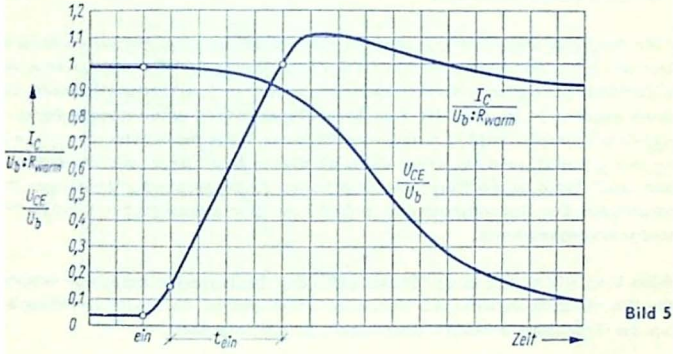


Bild 5

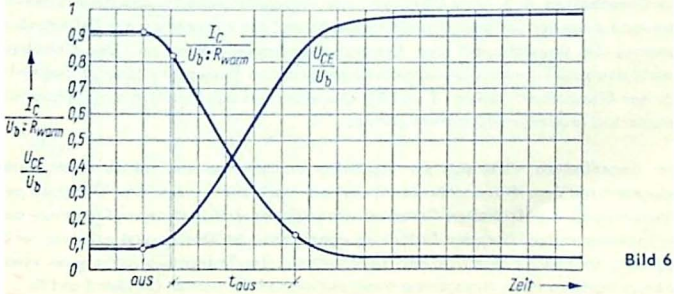


Bild 6

bei gesperrtem Transistor derart, daß damit gerade noch kein merkliches Leuchten der Lampen bewirkt werden kann. Wirksamer ist im allgemeinen das Vorschalten eines passenden Heißleiters. Bild 6 macht es deutlich, daß beim Übergang vom Durchlaßzustand in den Sperrzustand das Verhalten der Schaltung mit einem Kaltleiter dem Verhalten der Schaltung mit einem ohmschen Widerstand vom Wert des Kaltleiter-Warmwiderstandes fast völlig entspricht.

Das Schalten von Heißleitern

Ein Heißleiter hat im kalten Zustand und damit hier während des Transistor-Sperrzustandes einen geringen Leitwert, d. h. einen hohen Kaltwiderstand. Im warmen Zustand, der während des Transistor-Durchlaß-Dauerzustandes gilt, ist sein Leitwert groß, was einen niedrigen Warmwiderstand bedeutet. Die Schaltung muß für den niedrigen Warmwiderstand ausgelegt werden, der erst im Durchlaß-Dauerzustand auftritt. Infolgedessen gibt es hier keinen Einschalt-Überstrom.

Der für den Sperr-Dauerzustand geltende Kaltwiderstand eines Heißleiters ist im allgemeinen sehr hoch. Kommt sein Wert in die Größenordnung des Widerstandswertes, der mit dem Verhältnis der Collector-Emitter-Spannung zu dem im Sperrzustand fließenden Collectorstrom gegeben ist, so liegt der dem Sperr-Dauerzustand entsprechende Punkt im I_C (U_{CE})-Kennlinienbild **(Bild 7)** nicht in unmittelbarer Nähe des Punktes, der zu $I_C = 0$ und $U_{CE} = U_b$ gehört, sondern weiter links, als dies in Bild 1 dem „aus"-Punkt entspricht. Dieser „aus"-Punkt ist ein Punkt der dem hohen Kaltwiderstand zugeordneten Widerstandsgeraden. Der Kaltwiderstand ist in Bild 7 mit dem zwanzigfachen Wert des Warmwiderstandes angenommen.

Werden hier, wie es den in der Praxis geltenden Bedingungen fast immer entsprechen dürfte, Wärme-Zeitkonstanten des Heißleiters vorausgesetzt, die die (tatsächlichen) Schaltzeiten des Transistors erheblich übersteigen, so gilt folgendes:

Beim **Einschalten**, d. h. beim Übergang des Transistors vom Sperrzustand in den Durchlaßzustand steigt der Collectorstrombetrag während des Rückganges der Collector-Emitter-Spannung bis ungefähr auf den Restspannungsbetrag kaum an. Der Collectorstrom erreicht den zum Durchlaß-Dauerzustand gehörenden Betrag erst längere Zeit nach dem Ende der Einschaltzeit **(Bilder 7** und **8)**. Die während des Einschaltvorganges anfallende Verlustarbeit ist demgemäß extrem gering.

Beim **Ausschalten** wirkt sich der Heißleiter zunächst so aus, als ob er ein ohmscher Widerstand mit dem Warmwiderstandswert des Heißleiters wäre. Der Übergang auf den Kaltwiderstand des Heißleiters findet im wesentlichen erst statt, wenn I_C nahezu auf den zum Sperrzustand gehörenden Restbetrag abgesunken ist. Demgemäß geht hier der Übergang vom Durchlaßzustand in den Sperrzustand des Transistors fast ebenso vonstatten wie beim Schalten eines Stromzweiges mit ohmschem Charakter **(Bilder 7** und **9)**.

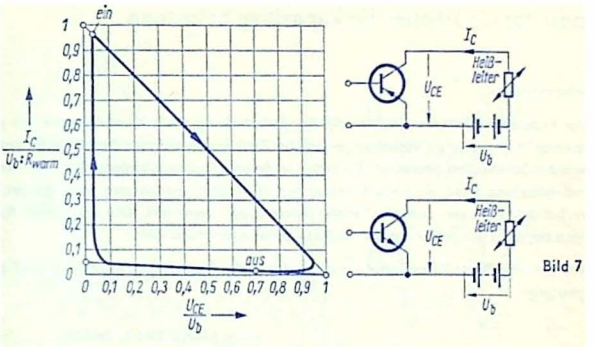


Bild 7

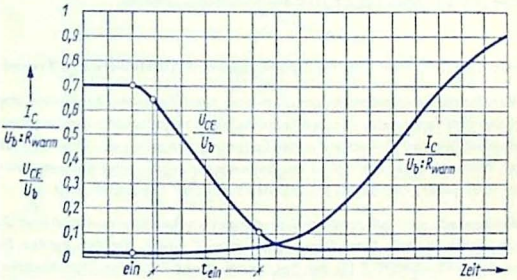


Bild 8

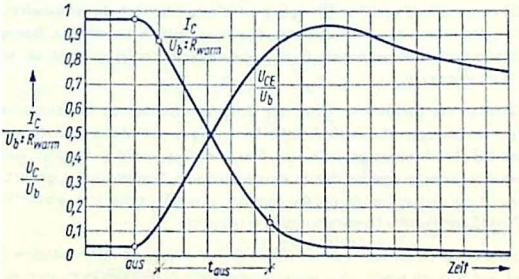


Bild 9

Transistor als Schalter für kapazitive Belastung

Vorbemerkung

Unter kapazitiver Belastung ist hier die Parallelschaltung eines Kondensators mit einem ohmschen Widerstand zu verstehen, wobei die Zeitkonstante dieser Parallelschaltung die Transistor-Schaltzeiten übersteigt. Entweder in Reihe mit dem Kondensator oder mit der Parallelschaltung kann ein weiterer ohmscher Widerstand vorhanden sein, dessen Wert aber beträchtlich unter dem des Parallelwiderstandes liegen soll. Die folgenden Ausführungen beziehen sich jedoch darauf, daß der Serienwiderstand fehlt.

Die Kennlinien-Darstellungen sind normiert, das heißt: Statt U_{CE}, I_C und P_C sind aufgetragen:

$$\frac{U_{CE}}{U_b} \qquad \frac{I_C}{U_b : R} \qquad \frac{P_C}{U_b{}^2 : R}$$ (siehe hierzu Bild 1, rechts).

Damit wird eine gewisse Allgemeingültigkeit der Kennlinien erreicht.

Collectorstrom und Collector-Emitter-Spannung beim Aufsteuern des Transistors

Bild 1 enthält rechts die Schaltpläne für den pnp- und npn-Transistor. Links sind dort die für den Übergang vom Sperrzustand in den Durchlaßzustand geltenden Zusammenhänge zwischen Collectorstrom und Collector-Emitter-Spannung eingetragen. Das Bild enthält außerdem eine Widerstandsgerade, die zu der Speisespannung U_b und demjenigen ohmschen Widerstand R gehört, der der zu schaltenden Kapazität C parallel liegt.

Diese Widerstandsgerade wird während der Übergänge zwischen Sperrzustand und Durchlaßzustand nicht durch „laufen". Doch liegen die Punkte Z und F, die den beiden Endzuständen zugeordnet sind, nämlich Z für den Sperrzustand und F für den Durchlaßzustand, auf dieser Geraden.

Der Übergang vom Sperrzustand in den Durchlaßzustand ist mit dem dick eingetragenen Linienzug ZEF dargestellt. Ein solcher Übergang wird ausschließlich damit bewirkt, daß man dem Transistor einen abrupt einsetzenden und dann zeitlich konstanten Basisstrom zuführt. Zu diesem Basisstrom gehört die $I_C\,(U_{CE})$-Kennlinie für $I_B = \text{const.}$ so, wie sie in Bild 1 oben eingetragen ist.

Nach dem Einsetzen des Basisstromes steigt der Collectorstrombetrag bei zunächst nur wenig absinkendem Betrag der Collector-Emitter-Spannung an, wie das mit dem Linienzug zwischen Z und E in Bild 1 veranschaulicht wird. Dieser Anstieg endet in Punkt E, nämlich beim Erreichen des Collectorstromes, der zu dem konstanten Basisstrom I_B gehört. Von nun an nehmen $|U_{CE}|$ und $|I_C|$ so ab, wie das dem Basisstrom I_B entspricht, bis schließlich der mit dem Punkt F dargestellte Durchlaßzustand erreicht ist.

Würde der Transistor aus dem Sperrzustand in den Durchlaßzustand nicht mit einem zeitlich konstanten, sondern mit einem allmählich ansteigenden Basisstrom gesteuert, so träte

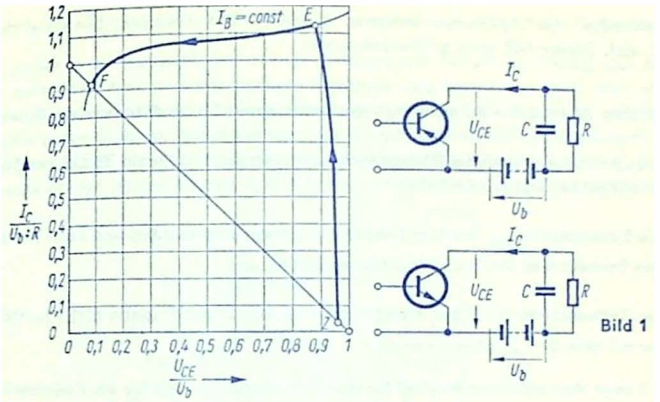


Bild 1

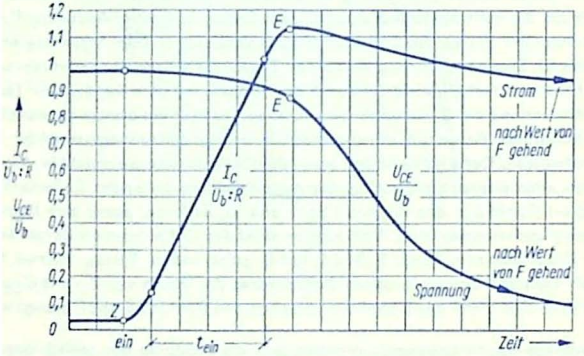


Bild 2

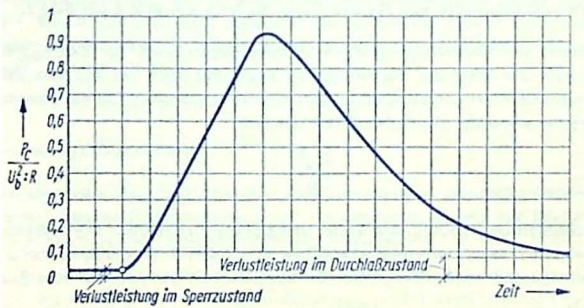


Bild 3

als Bestandteil des Linienzuges zwischen Z und E keine Transistor-Kennlinie für $I_B =$ const. auf. Dieser Fall wird später betrachtet.

Zeitlicher Ablauf der Schaltvorgänge beim abrupten Aufsteuern des Transistors

Für den zeitlichen Ablauf des Überganges vom Sperrzustand (Punkt Z) auf den Durchlaßzustand (Punkt F) sind von Einfluß

- die Einschaltzeit t_{ein} die hier (wegen des abrupt einsetzenden und dann zeitlich konstanten Basisstromes) die Transistor-Anstiegszeit ist, und
- die Zeitkonstante $C \cdot R$ der Parallelschaltung von C mit R (siehe Bild 1 rechts). Diese ist hier mit etwa $3 \cdot t_{ein}$ angenommen.

Bild 2 zeigt den zeitlichen Verlauf für den Collectorstrom und für die Collector-Emitter-Spannung. Der zunächst nur ganz wenig aufgeladene Kondensator läßt erst einmal am Transistor nahezu die volle Speisespannung U_b als Collector-Emitter-Spannung U_{CE} auftreten. Dabei steigt der Betrag des Collectorstromes entsprechend der Steuerung des Transistors an. Ohne die Strombegrenzung durch den Transistor würde der Ladestrom zunächst den sehr viel höheren Wert U_b dividiert durch den in Serie mit dem Kondensator liegenden Widerstand (Widerstand der Zuleitungen) annehmen. Da hier ein abrupt einsetzender und dann zeitlich konstanter Basisstrom vorausgesetzt ist, erfolgt der Anstieg gemäß der (reinen) Transistor-Anstiegszeit. Der Anstieg endet, wenn der Collectorstrom erreicht ist, der zu dem Wert des steuernden Basisstromes und zu der augenblicklich geltenden Collector-Emitter-Spannung gehört (Punkt E in den Bildern 1 links und 2). Es findet damit eine Begrenzung des Kondensator-Ladestromes statt. Von nun an sinkt der Collectorstrom gemäß der Zeitkonstante $C \cdot R$ auf den zum Punkt F (Bild 1, links) gehörenden Betrag. Hierbei hängen wegen des als konstant angenommenen Basisstromes die Werte von I_C und U_{CE} so zusammen, wie es in Bild 1 mit der Kennlinie zwischen den Punkten E und F gezeigt ist.

Die Verlustleistungs-Augenblickswerte ergeben sich als Produkte der zeitlich zusammengehörenden Augenblickswerte von I_C und U_{CE} So folgt aus Bild 2 das **Bild 3.**

Der Maximalwert der Verlustleistung P_C wird hier gegen Ende der Zeit t_{ein} erreicht. Anschließend geht der Wert der Verlustleistung nach und nach auf den zum Durchlaß-Zustand gehörenden Wert zurück. Daß in dem zugrunde gelegten Fall das Maximum der Verlustleistung P_C ungefähr gleich dem Wert der mit

$$\frac{{U_b}^2}{R}$$

gegebenen Schaltleistung ausfällt, hat keine prinzipielle Bedeutung: Die Höhenlage der hier maßgebenden Transistor-Ausgangskennlinie ist mit dem Wert des Basisstromes festgelegt. Es hat demgemäß wenig Sinn, hier für die Einschalt-Verlustarbeit eine Beziehung anzuschreiben.

Allmähliches Aufsteuern des Transistors

Das Einschalten einer Kapazität mit abrupt ansteigendem Basisstrom-Betrag, der dann konstant bleibt, darf man nur mit mäßiger Übersteuerung vornehmen. Will man einen besonders geringen Wert der Collector-Restspannung erreichen, so muß man den hierzu gehörenden höheren Basisstrom erst nach Ablauf des Einschaltvorganges zustandekommen lassen. Dem entspricht der Fall der allmählichen Basisstrom-Änderung. Somit gelten nacheinander immer andere $I_C\,(U_{CE})$-Kennlinien, deren folgende jeweils über

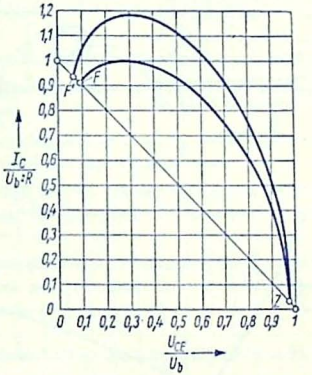


Bild 4

der vorhergehenden liegt. Hierbei entfällt der mit E bezeichnete Punkt des Linienzuges von Bild 1. **Bild 4** gibt dazu zwei Beispiele. Der untere der beiden Linienzüge entspricht einem Basisstrom-Endwert, der mit dem für das Bild 1 vorausgesetzten Basisstrom übereinstimmt.

Das Sperren des Transistors

Den Übergang vom Durchlaßzustand in den Sperrzustand veranschaulichen die **Bilder 5 ... 7**, wofür dieselbe Zeitkonstante $C \cdot R$ vorausgesetzt ist, wie für den zuvor behandelten Übergang vom Sperrzustand in den Durchlaßzustand.

Der Übergang vom Durchlaßzustand in den Sperrzustand ist bei kapazitiver Last völlig unkritisch. Eine im Vergleich zur Ausschaltzeit t_{aus} große Zeitkonstante $C \cdot R$ wirkt sich

hierbei günstig aus: Der Betrag der Spannung U_{CE} steigt dabei erst dann nennenswert an, wenn $|I_C|$ bereits auf den zum Sperrzustand gehörenden geringen Betrag abgesunken ist.

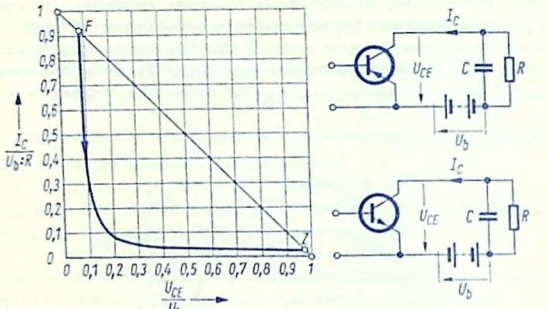


Bild 5

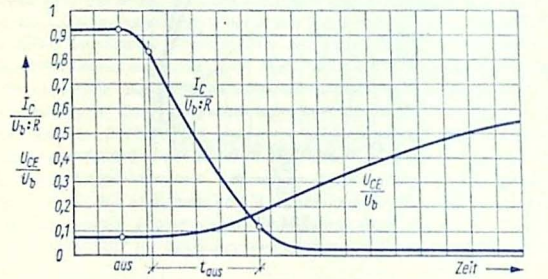


Bild 6

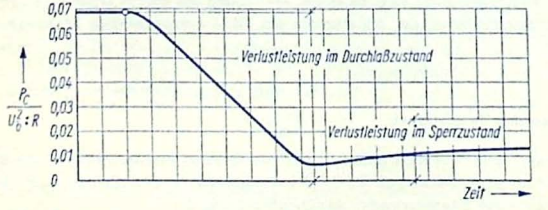


Bild 7

Dem entsprechen sehr kleine Werte der Transistor-Verlustleistung, die während des Überganges vom Durchlaßzustand in den Sperrzustand auftritt (Bild 7).

Transistor als Schalter für induktive Belastung

Vorbemerkung

Mit induktiver Belastung ist hier die Reihenschaltung einer Induktivität mit einem ohmschen Widerstand gemeint, wobei die Zeitkonstante dieser Schaltung größer sein soll als die größte der beiden Transistor-Schaltzeiten.

Um eine Bindung an bestimmte Strom- und Spannungswerte zu vermeiden, sind die Kennlinien-Darstellungen normiert, indem anstelle von U_{CE}, I_C und P_C

$$\frac{U_{CE}}{U_b} \qquad \frac{I_C}{U_b : R} \qquad \frac{P_C}{U_b{}^2 : R}$$

aufgetragen sind (siehe hierzu Bild 1, rechts).

Collectorstrom und Collector-Emitter-Spannung beim Aufsteuern des Transistors

Rechts in **Bild 1** sind die Schaltpläne für den pnp- und npn-Transistor zu sehen. Links sind dort eingetragen:

- dünn die Widerstandgerade, die mit U_b sowie mit R festgelegt ist und auf der die Punkte für den Durchlaß- bzw. Sperrzustand liegen,
- dick der Linienzug, der den Zusammenhang zwischen Collectorstrom und Collector-Emitter-Spannung für den Übergang vom Sperrzustand in den Durchlaßzustand veranschaulicht, sowie
- punktiert die Linie konstanter Verlustleistung, die hier durch die Punkte für den Sperr und Durchlaßzustand geht. (Für beide Zustände sind demgemäß etwa gleiche Verlus leistungen vorausgesetzt.)

Zeitlicher Ablauf der Schaltvorgänge bei induktiver Belastung

Bei induktiver Belastung ist die Verlustleistung während des Überganges vom Sperrzustand in den Durchlaßzustand besonders gering: Der Stromanstieg ist während der Zeit, in der die Collector-Emitter-Spannung bis auf den Restspannungsbetrag absinkt, noch lange nicht beendet, wenn eine gegen die Einschaltzeit t_{ein} große Zeitkonstante $\frac{L}{R}$ (siehe Bild 1 rechts) vorhanden ist. Der Stromanstieg wird dann im wesentlichen von der induktiven Belastung bestimmt. **Bild 2** gibt hierzu ein Beispiel. Wie man aus **Bild 3** erkennt, steigt die Verlustleistung während der Einschaltzeit t_{ein} zwar über den zum Sperrzustand gehörenden Wert an, sinkt aber im Anschluß an die Einschaltzeit unter diesen Wert ab.

Beim Übergang vom Durchlaßzustand in den Sperrzustand **(Bilder 4 ... 6)** wirkt sich die Induktivität L um so ungünstiger aus, je größer die Zeitkonstante $\frac{L}{R}$ im Vergleich zur tatsächlichen Ausschaltzeit t_{aus} ist. Schon für verhältnismäßig kleine Werte dieser Zeitkonstante ergibt sich beim Übergang vom Durchlaßzustand in den Sperrzustand (aufgrund des hiermit verbundenen Abbaues des zu L gehörenden Magnetfeldes) am Transistor eine **Überspannung.** Um diese zu vermeiden, legt man parallel zur induktiven Belastung ein für den

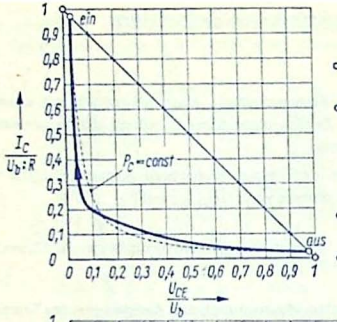


Bild 1

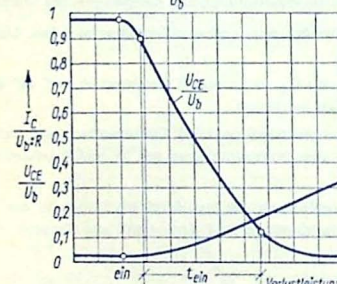


Bild 2

Bild 3

Dauer-Durchlaßstrom in Sperrichtung gepoltes Ventil (siehe die Schaltpläne in Bild 4, rechts). In den Bildern 4 ... 6 ist das Vorhandensein eines solchen Ventils vorausgesetzt.

Das Ventil ist sowohl für den Übergang vom Sperrzustand in den Durchlaßzustand, wie auch für den Durchlaßzustand selbst wirkungslos, weil es hierfür in Sperrichtung gepolt ist. Beim Übergang vom Durchlaßzustand in den Sperrzustand bietet das Ventil dem zum Abbau des Magnetfeldes der Induktivität gehörenden Strom einen Ausgleichweg. Dieser Strom fließt, bis der in Form des Magnetfeldes gespeicherte Arbeitsinhalt in dem Widerstand des von diesem Strom durchflossenen Weges in Wärme umgesetzt ist.

Beim Übergang des Transistors vom Durchlaßzustand in den Sperrzustand tritt häufig auch bei Vorhandensein eines Ventils anfangs eine Spannungsüberhöhung auf. Diese wird um so größer, je höher die Anfangs-Stromdichte am Ventil ist. Die Sperrschicht des Ventils enthält

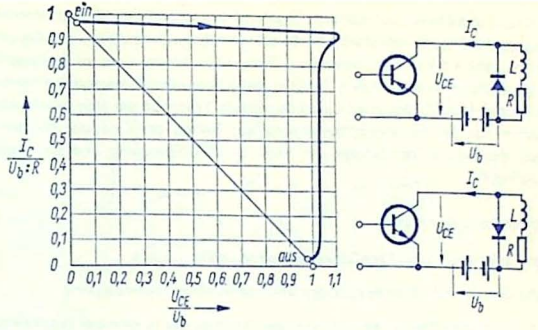


Bild 4

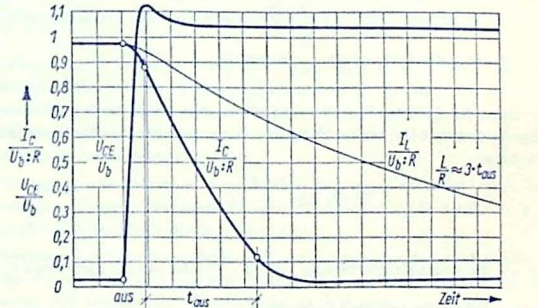


Bild 5

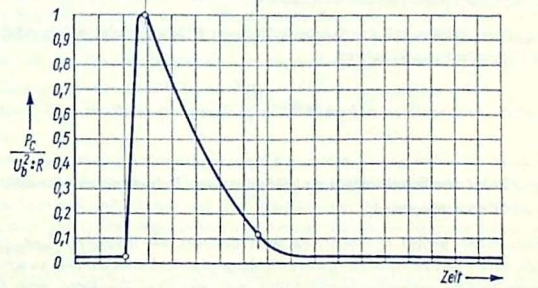


Bild 6

nämlich in dem während des Durchlaßzustandes des Transistors gegebenen Ventil-Sperrzustand keine Ladungsträger, woraus ein relativ hoher Anfangswert des Ventil-Durchlaßwiderstandes folgen kann.

In den Bildern 4 und 5 ist eine solche Spannungsüberhöhung berücksichtigt. Im Anschluß an die Spannungsüberhöhung entsteht am Ventil, solange dieses Strom führt, nur die geringe, zu dem Strom gehörende Durchlaßspannung. Diese Durchlaßspannung, zu der gegebenenfalls die Spannung an einem mit dem Ventil in Reihe liegenden Widerstand hinzukommt, ist in den Bildern 4 und 5 übertrieben groß dargestellt. Während des Magnetfeld-Abbaues ist, abgesehen von der Spannungsüberhöhung, der Betrag der Collector-Emitter-Spannung gleich der Summe der Beträge der Ventil-Durchlaßspannung und der Collector-Speisespannung U_b

Bild 5 enthält drei Linienzüge:

- dick den zeitlichen Verlauf des Collectorstromes sowie
- ebenfalls dick den zeitlichen Verlauf der Collector-Emitter-Spannung und
- dünn den zeitlichen Verlauf des abklingenden Stromes, der in dem aus Induktivität und Ventil gebildeten Stromkreis fließt. Da dieser Strom nicht über den Transistor geht, klingt sein Wert so ab, wie es der Zeitkonstante $\frac{L}{R}$ entspricht.

Der Maximalwert der Collector-Verlustleistung ist hier etwa gleich der Schaltleistung. Für die Collector-Verlustarbeit W_C ergibt sich bei dem Übergang vom Durchlaßzustand in den Sperrzustand etwa

$$W_C \approx 0{,}6 \cdot \frac{U_b^2}{R} \cdot t_{aus}$$

Darin sind $\frac{U_b^2}{R}$ die maximale Schaltleistung und $0{,}6 \cdot \frac{U_b^2}{R}$ der auf die Zeitspanne t_{aus} bezogene arithmetische Mittelwert der Schaltleistung.

Bei periodischem Schalten mit der Schaltspielfrequenz f (Schaltspiele je Sekunde) folgt hieraus der Verlustleistungs-Mittelwert

$$P_{C\,sch} \approx 0{,}6 \cdot \frac{U_b^2}{R} \cdot t_{aus} \cdot f$$

Zeitlicher Ablauf der Schaltvorgänge bei induktiver Belastung mit Ventil, Kondensator und Ladewiderstand

In sehr vielen Fällen genügt es zum Schutz des Transistors, der induktiven Last, gemäß Bild 4 rechts, ein für den Betriebsstrom in Sperrichtung gepoltes Ventil parallel zu schalten. In den beiden folgend gekennzeichneten Fällen muß man den Transistor noch besser schützen. Diese Fälle sind da gegeben,

- wo mit verhältnismäßig hoher Schaltspiel-Frequenz gearbeitet wird und deshalb die Verlustarbeit mit nur kurzen Zwischenpausen auftritt, sowie da

wo man die mit dem Verlauf der Transistor-Sperrkennlinien **(Bild 7)** gegebene Möglichkeit des Verwendens einer überhöhten Collector-Emitter-Speisegleichspannung ausnutzen möchte.

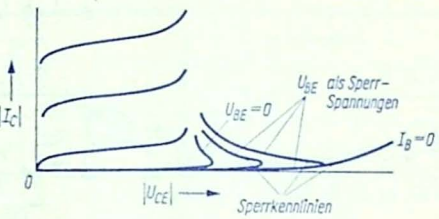


Bild 7

Ein in diesem Sinne besonders wirksamer Schutz des Transistors ist mit einer Schaltung nach **Bild 8 rechts** möglich: In dieser Schaltung liegt der induktiven Belastung $R + L$ die Reihenschaltung eines Kondensators C mit der Parallelschaltung aus einem ohmschen Widerstand R_C (hoher Widerstandswert) und einem für den Dauer-Durchlaßstrom in Sperrichtung gepolten Ventil D parallel.

Beim Übergang vom Sperrzustand in den Durchlaßzustand wirkt sich wegen der Polung des Ventils D und wegen des hohen Widerstandswertes von R_C zunächst nur die induktive Last aus **(Bild 8 links** im Vergleich zu Bild 1).

Der Übergang vom Sperrzustand auf den Durchlaßzustand vollzieht sich deshalb zunächst so, als ob die induktive Belastung allein vorhanden wäre. Die **Bilder 9** und **10** zeigen beispielsweise, daß sich der aus R_C und C gebildete Stromzweig erst nennenswert auszuwirken beginnt, wenn der Durchlaßzustand des Transistors bereits erreicht ist. Während des Durchlaßzustandes wird der Kondensator allmählich gemäß der Zeitkonstante $R_C \cdot C$ auf die um die Transistor-Restspannung verminderte Speisespannung aufgeladen.

Beim Übergang vom Durchlaßzustand in den Sperrzustand kommt anfangs nur der Kondensator C über das dafür dann in Durchlaßrichtung gepolte Ventil D zur Geltung (Bild 8 links).

Bei voller Aufladung des Kondensators auf die Speisespannung und ausreichender Kapazität hält der Kondensator den Transistor während des Überganges vom Durchlaßzustand in den Sperrzustand nahezu auf der Restspannung, die für den Durchlaßzustand des Transistors gilt. Damit ergeben sich Verhältnisse, wie sie im Falle des Abschaltens einer Kapazität vorliegen.

Die Kapazität C des Kondensators wählt man so, daß sich mit den Werten von R und L der aperiodische Grenzfall ergibt. Dafür gilt:

$$C \approx \frac{4 \cdot L}{R^2}$$

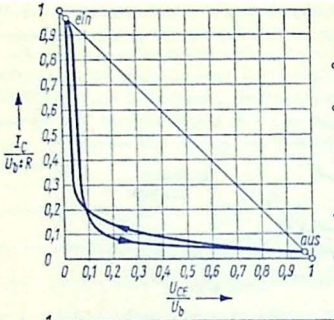


Bild 8

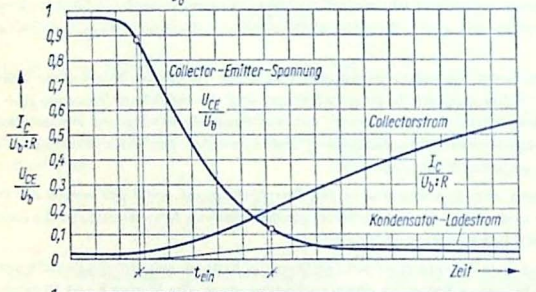


Bild 9

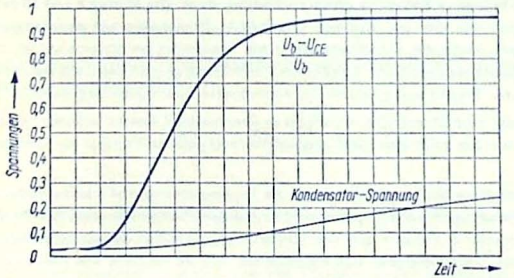


Bild 10

Will oder muß man die Spannungsfestigkeit eines zum Schalten dienenden Transistors voll ausnutzen, so sind die sich hier für hohe Beträge der Collector-Emitter-Spannung ergebenden niedrigen Beträge des Collectorstromes (siehe Bild 8) von großem Vorteil. **Bild 11** macht das deutlich (vergleiche hierzu auch das Bild 7).

Periodisches Schalten von induktiver Last

Beim periodischen Schalten mit höherer Schaltspiel-Frequenz muß darauf geachtet werden, daß sich während der Übergänge zwischen Sperrzustand und Durchlaßzustand nur geringe Verluste ergeben. Dies kann man mit der Schaltung nach Bild 8 rechts auch für induktive Belastung dann erreichen, wenn die Schaltspielfrequenz nicht über-

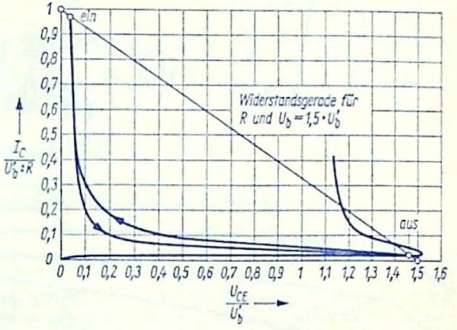


Bild 11

mäßig hoch ist. Bei zu hoher Schaltspielfrequenz bleibt nämlich während der jeweiligen Einschaltdauer nicht mehr genügend Zeit zum Aufladen des Kondensators C, falls der Widerstand R_C einen hohen Wert hat.

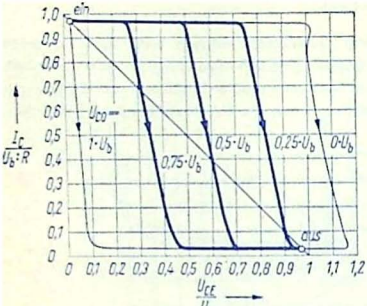
Ein hoher Wert von R_C ist zwar günstig, weil damit der Einfluß der Kapazität beim Übergang vom Sperrzustand in den Durchlaßzustand gering bleibt. Der Kondensator C soll aber zu Beginn des Überganges vom Durchlaßzustand in den Sperrzustand so weit aufgeladen sein, daß er sich während dieses Überganges noch genügend auswirken kann. Der erforderliche Wert von R_C hängt von der Einschaltdauer t_{ein} und von der Speisespannung U_b sowie vom Wert der Kapazität C und der geforderten Kondensatorspannung U_{C0} zu Beginn des Überganges vom Durchlaßzustand in den Sperrzustand ab:

$$R_C = \frac{t_{ein}}{C \cdot \ln \dfrac{U_b}{U_b - U_{C0}}}$$

Die Verhältnisse, die für teilweise Aufladung des Kondensators C gelten, sind in den **Bildern 12 ... 14** dargestellt. Zum Vergleich werden in diesen Bildern zusätzlich die Fälle

keine Aufladung des Kondensators und

volle Aufladung des Kondensators mit dünnen Linienzügen veranschaulicht.



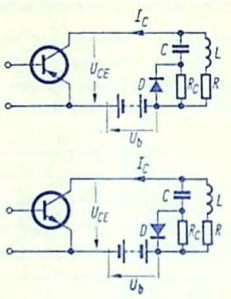


Bild 12

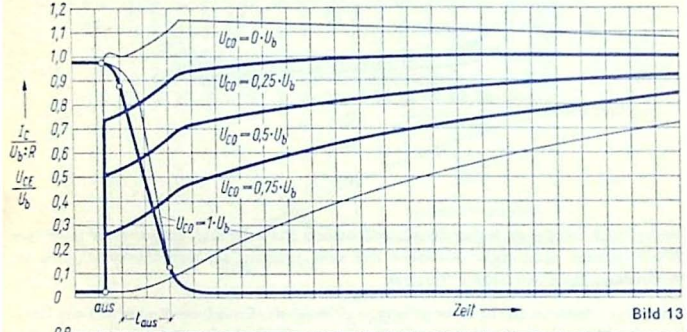


Bild 13

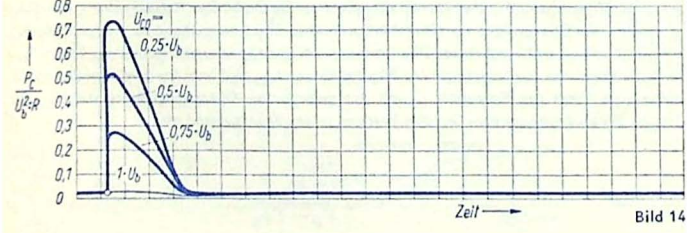


Bild 14

In den Bildern 12 ... 14 bedeuten:

$U_{C0} = 1 \cdot U_b$ Kondensator-Aufladung auf Speisespannung

$U_{C0} = 0{,}75 \cdot U_b$ Kondensator-Aufladung auf 0,75 · Speisespannung

$U_{C0} = 0{,}5 \cdot U_b$ Kondensator-Aufladung auf 0,5 · Speisespannung

$U_{C0} = 0 \cdot U_b$ keine Kondensator-Aufladung.

Wie man den Bildern 12 und 13 entnehmen kann, steigt die Collector-Emitter-Spannung kurz nach Beginn des Überganges vom Durchlaßzustand in den Sperrzustand etwa auf die Differenz zwischen Speisespannung U_b und Kondensatorspannung U_{C0} an. Das folgt daraus, daß für den Transistor diese zwei Spannungen gegeneinander geschaltet sind. Wenn der Kondensator am Ende der Durchlaßzeit wenigstens auf ungefähr $0{,}25 \cdot U_b$ aufgeladen ist, erlaubt dies bereits das Ausnutzen der Spannungsfestigkeit des Transistors gemäß Bild 11.

Für teilweise aufgeladenen Kondensator $\left(\frac{U_{C0}}{U_b} < 1\right)$ ergeben sich immerhin gegenüber dem Fall des parallel geschalteten Ventils allein (Bild 4) verminderte Werte der Verlustarbeit und Verlustleistung:

$$W_C \approx 0{,}6 \cdot \frac{U_b^2}{R} \cdot t_{aus} \cdot \frac{U_b - U_{C0}}{U_b} = 0{,}6 \cdot \frac{U_b^2 - U_b \cdot U_{C0}}{R} \cdot t_{aus}$$

bzw. mit der Schaltspielfrequenz f als Mittelwert:

$$P_{C\,sch} \approx 0{,}6 \cdot \frac{U_b^2 - U_b \cdot U_{C0}}{R} \cdot t_{aus} \cdot f$$

Bild 15 zeigt, wie der Wert u_c der Kondensatorspannung nach dem hier als abrupt angenommenen Unterbrechen des Transistorstromes von der Zeit abhängt, wenn der Kondensator im Zeitpunkt des Unterbrechens auf das 1-, 0,75-, 0,5-, 0,25- oder 0fache der Speisespannung aufgeladen ist. Bei fehlender Aufladung des Kondensators wird der Wer

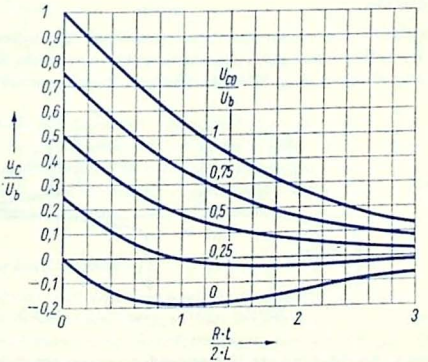


Bild 15

der Kondensatorspannung für einige Zeit negativ, was eine Collector-Emitter-Spannung bedeutet, die bis auf ungefähr das 1,18fache der Speisespannung ansteigen kann (siehe hierzu auch Bild 13 oben).

Vierschicht-Dioden und Vierschicht-Schalttrioden (Thyristoren)

Überblick

Sowohl Vierschicht-Dioden wie auch Vierschicht-Schalttrioden haben die Eigenschaft, zwischen Durchlaßzustand und Sperrzustand sprunghaft zu wechseln (zu kippen). Sie eignen sich somit als elektronische Schaltelemente.

Unter Vierschicht-Dioden und Vierschicht-Schalttrioden sollen hier nur solche Halbleiter-Bauelemente gerechnet werden, deren vier Schichten wechselweise entgegengesetzt dotiert sind, d. h. Bauelemente mit der Zonenfolge npnp. Ein solches Abgrenzen ist notwendig, weil z. B. pnip-Transistoren sonst auch zu den Vierschicht-Halbleiter-Trioden gerechnet werden könnten.

Bei Beschränkung auf Bauelemente mit der Zonenfolge npnp hat man zu unterscheiden zwischen Vierschicht-Dioden mit nur zwei Anschlüssen und Vierschicht-Trioden mit drei Anschlüssen.

Außer Vierschicht-Dioden und Vierschicht-Schalttrioden gibt es noch als Vierschicht-Bauelement den Binistor, der vier Anschlüsse hat, d. h. der eine Tetrode ist. Er wird hier nicht behandelt. Auch der Hook-Transistor, eine Vierschicht-Triode mit Transistor-Eigenschaften soll hier außer acht bleiben.

Die Vierschicht-Bauelemente haben aufgrund ihrer vier wechselweise entgegengesetzt lotierten Halbleiterschichten (Zonen) drei Sperrschichten, deren mittlere für das Kippen im Vordergrund steht.

Erste Ersatzdarstellung

Man kann jede der drei Sperrschichten als eine Referenz-Diode (Zenerdiode) auffassen und kommt so zu der in **Bild 1** gezeigten Ersatzschaltung. Für eine solche Schaltung ergibt sich eine $I(U)$-Kennlinie, wie sie in **Bild 2** dargestellt ist. Diese Kennlinie setzt sich aus

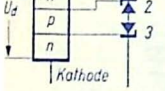


Bild 1

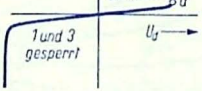


Bild 2

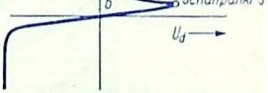


Bild 3

zwei Ästen zusammen, die sich durch die Gegeneinanderschaltung der Referenz-Dioden erklären lassen. Der Kennlinienverlauf von Bild 2 stimmt jedoch nicht mit dem Kennlinienverlauf einer Vierschicht-Diode überein. Die Ersatzschaltung nach Bild 1 erklärt den tatsächlichen Kennlinienverlauf nur für den dritten Quadranten und für den ersten Quadranten vom Nullpunkt bis zu dem Punkt a.

Der tatsächliche Kennlinienverlauf der Vierschicht-Diode ist in **Bild 3** gezeigt: Es kommt offenbar beim Erreichen des Punktes a, der **Schaltpunkt** genannt wird, zum Durchbruch der mittleren Sperrschicht: Sie kippt aus dem Sperrzustand, wie später gezeigt wird, in den Durchlaßzustand. Die Spannung an der Reihenschaltung der drei Dioden geht auf den zum Durchlaßzustand gehörenden geringen Wert (Punkt b in Bild 3) zurück. An diesen Punkt schließt sich die normale Dioden-Durchlaßkennlinie für die Reihenschaltung der Dioden 1 und 3 an.

Den Punkt b der in Bild 3 enthaltenen Kennlinie bezeichnet man deshalb als **Haltepunkt,** weil die Vierschicht-Diode nur für Ströme, deren Werte wenigstens gleich dem Haltewert sind, im Durchlaßzustand bleibt und bei Unterschreiten des Haltewertes in den Sperrzustand zurückkippt.

Entwicklung einer besser zutreffenden Ersatzschaltung

Um eine Ersatzschaltung zu erhalten, für die ein dem Bild 3 entsprechender Kennlinienverlauf gilt, denkt man sich die Vierschicht-Diode so aufgegliedert, wie das mit den **Bildern** 4 und 5 angedeutet wird.

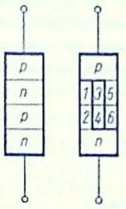


Bild 4

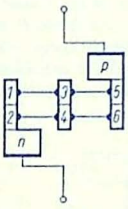


Bild 5

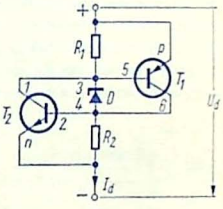


Bild 6

Das Ergebnis dieses Aufgliederns ist die in **Bild 6** gezeigte Schaltung. Die darin enthaltenen Widerstände R_1 und R_2 geben den beiden Transistoren die hier notwendigen elektrischen Eigenschaften. Für Transistoren mit eindiffundierten Basis-Dotierungen wären die Widerstände R_1 und R_2 nicht erforderlich. Doch läßt sich mit den Widerständen die Funktion der Ersatzschaltung leichter überblicken.

Funktion der Ersatzschaltung

Solange die Diode noch sperrt und somit der Gesamtstrom der Schaltung (als Sperrstrom dieser Diode) nur einen sehr geringen Wert hat, genügen die an R_1 und R_2 auftretenden Basis-Emitter-Spannungen der zwei Transistoren nicht, um diese Transistoren in Durchlaß zu steuern. Sowie aber der Steilanstieg des Dioden-Sperrstromes einsetzt, wechseln die Transistoren vom Sperrzustand in den Durchlaßzustand über. Hierbei werden von den Transistoren sowohl die Diode D wie auch die Widerstände R_1 und R_2 überbrückt, so daß nur noch die Summe der Collector-Emitter-Restspannungen der Transistoren als Gesamtspannung zur Geltung kommt.

Verringert man nun den Wert des Stromes bis unter den Haltewert, so genügen die an den Widerständen R_1 und R_2 entstehenden Basis-Emitter-Spannungen nicht mehr, um den Durchlaßzustand der Transistoren aufrechtzuerhalten. Folglich sperren die Transistoren, womit die Spannung an der Vierschicht-Diode auf einen wesentlich höheren Bruchteil der Quellen-Urspannung, nämlich bis auf den Schaltwert zurückspringt.

Das Kippen vom Sperrzustand in den Durchlaßzustand

Daß es sich hierbei tatsächlich um einen sprunghaften Wechsel des Zustandes handelt, erkennt man klar, wenn man beachtet, daß die Zunahme der Collectorstrom-Beträge Hand in Hand mit einer Zunahme der Basisstrom-Beträge vor sich geht.

Mit dem Gleichstrom-Verstärkungsfaktor B für Emitterschaltung gilt:

$$I_{B1} \cdot B_1 = I_{C1} \qquad \text{und} \qquad I_{B2} \cdot B_2 = I_{C2}$$

Wegen dieser Verknüpfung der Basis- und Collector-Stromwerte steigen beim Übergang der Transistoren vom Sperrzustand in den Durchlaßzustand mit den Collectorstrombeträgen auch die Basisstrombeträge an. Das bedeutet eine erhebliche Zunahme der Gleichstrom-Leitwerte der Basis-Emitter-Strecken beider Transistoren, womit die Widerstände R_1 und R_2 wirksam überbrückt werden. Die Diode D in Bild 6 befindet sich hiermit wieder im Sperrzustand: Infolge der Überbrückung mit den Collector-Basis-Strecken der Transistoren hat jetzt die an der Diode D auftretende Sperrspannung einen Wert angenommen, der weit unter dem zum Sperrstrom-Steilanstieg gehörenden Wert liegt.

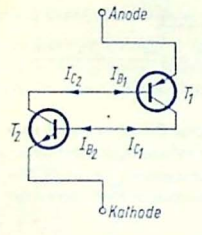


Bild 7

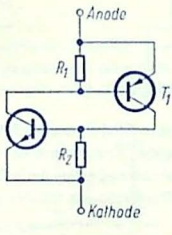


Bild 8

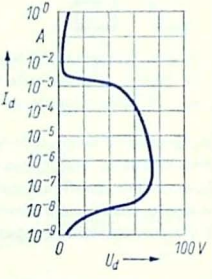


Bild 9

Folglich kann die Ersatzschaltung nach Bild 6 für den Durchlaßzustand der Vierschicht-Diode so vereinfacht werden, wie **Bild 7** das zeigt. Aus Bild 7 folgen:

$$|I_{C1}| = |I_{B2}| = |I_{B1}| \cdot B_1 \qquad \text{und} \qquad |I_{C2}| = |I_{B1}| = |I_{B2}| \cdot B_2$$

Setzt man in der rechts stehenden Gleichung für $|I_{B2}|$ den Ausdruck $|I_{B1}| \cdot B_1$ ein, so erhält man

$$|I_{B1}| = |I_{B1}| \cdot B_1 \cdot B_2$$

Diese Beziehung kann nur unter der Voraussetzung zutreffen, daß

$$B_1 \cdot B_2 = 1$$

Wenn man nun die Widerstände R_1 und R_2 doch nicht außer acht läßt **(Bild 8)** und beachtet, daß diese Widerstände von Strom durchflossen sind, erkennt man, daß für den Durchlaßzustand

$$\text{statt} \quad B_1 \cdot B_2 = 1 \quad \text{gelten muß} \quad B_1 \cdot B_2 > 1$$

Die Bedingung für den Durchlaßzustand kann statt mit den Gleichstrom-Verstärkungsfaktoren für Emitterschaltung auch mit denen für Basisschaltung ausgedrückt werden:

Die Bedingungen $B_1 \cdot B_2 > 1$ und $A_1 + A_2 > 1$ entsprechen sich völlig.

Hier folgt die Begründung:

Der Gleichstrom-Verstärkungsfaktor A für Basisschaltung ist so gegeben:

$$A = \frac{|I_C|}{|I_E|} \quad \text{oder mit} \quad |I_E| = |I_C| + |I_B| \qquad A = \frac{|I_C|}{|I_C| + |I_B|} = \frac{B}{1+B}$$

Hieraus erhält man:

$$\frac{1+B}{B} = \frac{1}{A} \quad \text{oder} \quad B = \frac{A}{1-A}$$

Damit kann man aufgrund $B_1 \cdot B_2 = 1$ auch schreiben:

$$\frac{A_1}{1-A_1} \cdot \frac{A_2}{1-A_2} = 1 \qquad \text{oder} \qquad \frac{1-A_1-A_2+A_1 \cdot A_2}{A_1 \cdot A_2} = 1 \qquad \text{oder}$$

$$1 - A_1 - A_2 = 0 \qquad \text{oder} \qquad A_1 + A_2 = 1$$

Der Kennlinienverlauf und seine Messung

Bild 9 zeigt den Zusammenhang zwischen I_d und U_d von einer Vierschicht-Diode für einen Strombereich, der zehn Dekaden umfaßt.

Man beachte, daß ein solcher Kennlinien-Verlauf nur aufgenommen werden kann, wenn die Quelle, die die Spannung zur Verfügung stellt, einen hohen Gleichstrom-Ausgangswiderstand hat. Dessen Wert muß wenigstens dreimal so groß sein wie der Wert des Verhältnisses von dem für den Schaltpunkt a geltenden Spannungswert zu dem für den Haltepunkt in Frage kommenden Stromwert.

D. h. es muß gelten:

$$\text{Gleichstrom-Ausgangswiderstand der Quelle} \geq 3 \cdot \frac{\text{Schaltwert der Spannung}}{\text{Haltewert des Stromes}}$$

In **Bild 10** ist das Prinzip der Meßschaltung dargestellt. Der Ausgangswiderstand ist in der Schaltung nach Bild 10 im wesentlichen mit dem Widerstand R gegeben, wenn der Wert des Stellwiderstandes klein gegenüber dem Wert von R ist. Gemessen werden I_d und U_d

Bild 11 läßt die Notwendigkeit für hohe Werte von U_0 und R erkennen. Erst mit einem Wert von U_0 wie er in Bild 11 eingetragen ist, und mit einem Ausgangswiderstand, der einen Wert gleich $\frac{U_0}{I_H}$ hat, kann die Gesamtkennlinie vollständig aufgenommen werden.

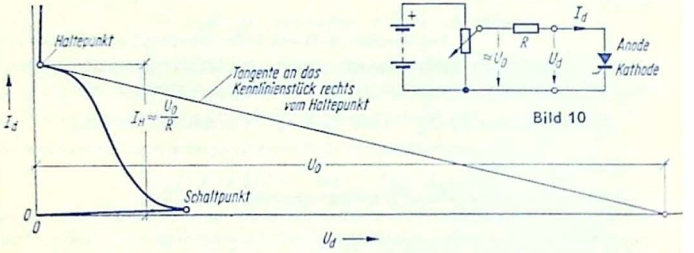


Bild 11

Bild 10

Der Geschwindigkeits-Effekt

Die in **Bild 12** dick eingetragene $I_d\,(U_d)$-Kennlinie gilt nur für langsame Änderungen von U_d. Ist die Geschwindigkeit der Änderung von U_d groß, so wirkt sich die Kapazität der mittleren Sperrschicht aus: Bei jeder Änderung von U_d fließt über die gesperrte mittlere Sperrschicht ein Verschiebungsstrom, der sich in den übrigen Teilen der Vierschicht-Diode als Ladungsträgerbewegung fortsetzt. Diese unterstützt beim Anstieg von U_d die Wirkung der Zunahme des Sperrstromes der mittleren Sperrschicht und erleichtert so den Übergang vom Sperrzustand in den Durchlaßzustand. Deshalb kippt bei genügend hoher Geschwindigkeit der Änderung von U_d die Vierschicht-Diode bereits bei einem Wert von U_d (siehe S_2, S_3, S_4 in Bild 12), der kleiner ist als der zum statischen Schaltpunkt gehörende Wert S_1.

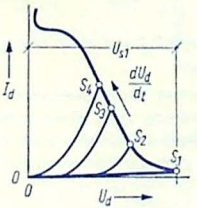


Bild 12

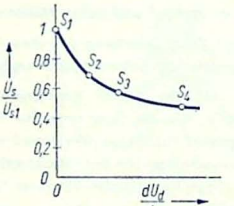


Bild 13

Diese Abnahme der Spannung, die das Kippen vom Sperrzustand in den Durchlaßzustand bewirkt, bezeichnet man als Geschwindigkeits-Effekt (**rate-Effekt**).

Bild 13 zeigt, daß das mit einer hohen Geschwindigkeit der Änderung von U_d erreichte Vermindern der Schaltspannung U_s eine Grenze hat. Diese Grenze ist bedingt durch die beschränkte Beweglichkeit der Ladungsträger.

Das Kippen der Vierschicht-Diode in den Sperrzustand

Für die Anwendung der Vierschicht-Diode ist es von großem Vorteil, daß diese Diode aus dem Durchlaßzustand in den Sperrzustand zurückkippt, wenn der Haltestromwert unterschritten wird.

Man braucht also, um dieses Zurückkippen zu erreichen, nur dafür zu sorgen, daß der Diodenstrom genügend weit absinkt. Zu beachten ist hierbei allerdings der relativ hohe negative Temperaturbeiwert des Haltestromes von etwa $\frac{0{,}013}{°C}$

Anwendungsgebiete für die Vierschicht-Diode

Die Vierschicht-Diode kann als elektronischer Schalter dienen. Als solcher kommt sie in Betracht zum Verstärken und Verzögern von Rechteck-Impulsen, zum Erzeugen von Sägezahn-Spannungen und Impulsfolgen, zum Aufbau von astabilen, monostabilen und bistabilen Kippschaltungen sowie in zahlreichen speziellen Elektronikschaltungen.

Außerdem aber kann man ausnützen, daß der differentielle Widerstand der Vierschicht-Diode innerhalb des Bereiches zwischen Schaltpunkt und Haltepunkt einen negativen Wert hat. Hiermit eignet sich die Vierschicht-Diode für Oszillatorschaltungen und — in Reihenschaltung mit einem ohmschen Widerstand — als Stabilisierungselement für Gleichspannungen.

Die Vierschicht-Schalttriode

Die Vierschicht-Triode, die man vielfach **steuerbare Siliziumzelle** oder **Thyristor** nennt, hat außer dem Kathoden- und Anoden-Anschluß noch einen Anschluß an die innere p-Schicht **(Bild 14)**. Diese Schicht wird damit zur Steuerelektrode.

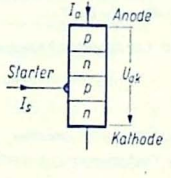


Bild 14

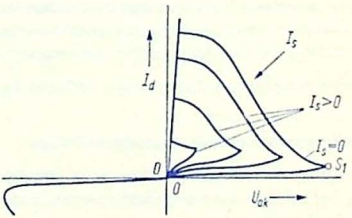


Bild 15

Das Kippen aus dem Sperrzustand in den Durchlaßzustand

Mit einem Steuerstrom (Starterstrom) I_s dessen Zahlenwert positiv ist, erreicht man das Kippen aus dem Sperrzustand in den Durchlaßzustand bei Anoden-Kathoden-Spannungen, deren Werte unter dem Schaltwert für $I_s = 0$ liegen **(Bild 15)**.

Die Wirkungsweise des Steuerstromes kann man anhand der Ersatzschaltung nach Bild 7 leicht erkennen. In **Bild 16** ist deshalb diese Ersatzschaltung, ergänzt mit dem Anschluß der Steuerelektrode, nochmals dargestellt. Ein Steuerstrom I_s mit positivem Zahlenwert ist gleichbedeutend mit einem Basisstrom, der bei genügend hohem Wert den Stromdurchgang durch den Transistor T_2 einleitet. Damit wird das Kippen aus dem Sperrzustand in den Durchlaßzustand der Vierschicht-Triode bewirkt. Der Basisstrom des Transistors T_2 hat einen Collectorstrom dieses Transistors zur Folge. Der Collectorstrom des Transistors T_2 ist aber der Basisstrom des Transistors T_1, so daß hier ein Collectorstrom des Transistors T_1 veranlaßt wird. Dieser unterstützt den Strom I_s in seiner Wirkung als Basisstrom des Transistors T_2 oder ersetzt ihn sogar. Der das Kippen bewirkende Wert von I_s kann um so kleiner sein, je höher der Wert U_b der Speisespannung ist. Natürlich muß der Speisespannungswert tiefer liegen als der zum Schaltpunkt für $I_s = 0$ gehörende Wert.

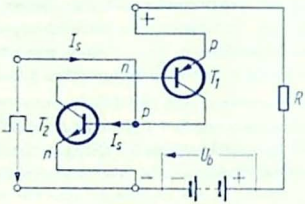


Bild 16

Das Kippen in den Sperrzustand

Damit die Vierschicht-Triode aus dem Durchlaßzustand in den Sperrzustand kippt, muß ihr Anodenstrom unter den Haltewert gesenkt werden. Das ist bei Wechselstromspeisung ohnehin gegen Ende jeder positiven Anodenspannungshalbwelle der Fall.

Bei Gleichstromspeisung bedient man sich hierfür häufig einer Kondensator-Entladung.

Anwendungsgebiete für die Vierschicht-Triode

Die Vierschicht-Triode kann man ebenso wie die Vierschicht-Diode in astabilen, monostabilen und bistabilen Kippschaltungen einsetzen, wobei das Vorhandensein einer Steuer-Elektrode oft von Vorteil ist.

Hauptsächlich aber verwendet man die Vierschicht-Triode für steuerbare Gleichrichterschaltungen und neuerdings in Gleichstrom-Leistungsschaltern, in denen sie einstellbare Vorwiderstände ersetzt. Man arbeitet hierbei mit Gleichstrom-Impulsfolgen und variiert zum Zwecke der Steuerung die relative Einschaltdauer. So spart man die Arbeit, die sonst in dem Vorschaltwiderstand in Verlustwärme umgesetzt wird.

Stichwörter-Verzeichnis

Ablenkeinheiten
für FS-Bildröhren 169
der Lochmasken-Farb-FS-Bildröhre 95
Ablenkschaltung mit Lochmasken-Farb-FS-Bildröhre 75
Abrunden 7
Abschirmkappe 95
Abschirmung, magnetische 95
Absolute Grenzdaten 46
AC 160, rauscharmer NF-Transistor 260
achromatisch 95
Achterspule 95
AD 138/50 in Vertikal-Ablenkschaltung 165
AD 152 in Gegentakt-B-Verstärker 267
additive Farbmischung 62, 106
Äquiband-Demodulator 96
alternierender Burst 96
Anfangs-Halbglied 20
Antennenverstärker
mit ECC 8100 128
für Kanal 8 128
für VHF mit ECC 2000 134
Arbeitspunkt-Stabilisierung 128
Argument 11
Astigmatismus 169
Aufbau des Stereo-Multiplex-Signals 222
Aufrunden 7
Auftaststufe im Burst-Verstärker 77
Auge, helladaptiertes 50
Ausfransen der Farben 96
Ausgangs-Impedanzwandler
für Stereo-Decoder 252
Ausräumfaktor 311, 312
Ausräumstrom 312
Ausschaltfaktor 312

Ballaströhre 96
Bandpaß 19
Bandsperre 19
Bandverschachtelung 96
Berechnen von Reaktanz-Kettenfiltern 24
Besselfunktionen 11
Besselsche Differentialgleichung 14
Bezugsphase 96
Bild, monochromes 119
blasse Farbe 96
blasse und satte Farben 54
Blau-Durchhang 96
Blauquer-Einstellung 96
Blau-Schiebemagnet 97
Blausignal 97
Blaustatik 97
Blaustrahl 97
Blausystem 97
Blockschaltpläne der Farb-FS-Empfänger 70

Boucherot-Glied 269
Breitband-Antennenverstärker
für FS-Bereich III 129
Breitbandverstärker
für VHF mit EC 8020 141
für VHF mit ECC 2000 138
Burst 76, 97
alternierender 96, 98
-Komponenten 98
-Verstärker mit Austaststufe .. 77

Coder 98
Colorkiller 99
Composite-Signal 222
Chroma 98
-Verstärker 98
Chrominanz 98
-Signal 98
-Verstärker 98
Cross-Color 99
Cyan 99

Dämpfungsmaß 21
Dämpfungspol-Frequenzen 19
Decoder (Farb-FS) 99
Decoder (Stereo) 235
-Abgleich 254
-Arbeitsverfahren 237
mit Pilotspannungsverstärkung 244
nach Schalter-Verfahren 249
nach Zeit-Multiplex-Verfahren 249
mit 19-kHz-Oszillator 242
Deckfarben 68
Deckungsfehler 99
systematische 125
Definitionsgleichung 14
Dekalsockel 149
Dematrix 99
Differentialgleichung, Besselsche 14
differentieller Phasenfehler 99
Differenz-Signal 222
dominierende Wellenlänge 99
Doppeltriode ECC 8100
im Antennenverstärker 128
Dreieckglied 19
Durchlaßbereich 19, 21
für Transistor als Schalter 308
Durchlaßdämpfung 21
Durchlaß-Frequenzbereich 19
dynamische
Konvergenz-Korrektur 99
Phasenfehler 80

EBU 227
EC 8020 im VHF-Breitband-
verstärker 141
ECC 808 im Stereo-Vorverstärker 255
ECC 2000
im VHF-Antennenverstärker .. 134
im VHF-Breitbandverstärker .. 138
ECC 8100 im Antennenverstärker 128
Effektivwert-Diskriminator 190
Eingangs-Admittanz bei Regel-
röhren, Kompensation von
Änderungen 198
eingeschränkte Nennwert-
Grenzdaten 47
Einschalt-Zeitkonstante 312
End-Halbglied 20, 33
Endstufe in Vertikal-Ablenk-
schaltung 167
Entmagnetisierungswicklung ... 100

entsättigte Farbe 100
Envelope-Verfahren 237

Fachausdrücke zur Technik
des Farbfernsehens 95
Fallzeit 310
Farbabschalter 100
Farbauszug 102
Farbauszugs-Signal 102
Farbart 51, 53, 101
-Demodulator 101
-Dreieck 59
-Flimmern 101
-Gleichrichter 101
-Kennzeichen 51
-Koordinaten 101
-Modulation 101
reelle 57
-Tafel 56, 102
-Verstärker 102
Farbarten, virtuelle 57
Farbart-Signal 101
Imaginärteil 113
komplexes 114
Komponenten 114
konjugiert komplexes 115
Realteil 123
Farbbalken-Generator 102
-Muster 102
Farb-Bildröhre 102
Farbbild-Signal 102
-Gemisch 103
Farbbild-Wiedergaberöhre 103
Farbcoder 103
Farb-Deckung 103
-Deckungsfehler 103
-Decoder 103
-Demodulator 103
Farb-Differenzsignale 92, 103
reduzierte 123
transformierte 126
Farb-Differenzsignal-Steuerung 93
Farbdreieck 59, 104
Farbe 105
blasse 54, 96
entsättigte 100
gebrochene 60, 111
Farben, Ausfransen 96
Farbenpaar 105
Farbfernsehen, Fachausdrücke .. 95
Farbfernseh-Verfahren
sequentielle 12
simultane 12
Farb-Hilfsträger 10
Farb-Information 106
-Koordinaten 106
Farbleuchtstoff 106
Farblichtstrahlung 106
Farblichtstrahlungen mischen ... 62
Farbmatrix (-Schaltung) 106
Farbmischung
additive 62, 106
subtraktive 68
Farbmodulator 106
Farbort 57, 106
Farbphosphor 106
Farbrauschen 106
Farbreinheit 107
Farbreinheits-Magnet 107
Farbreiz 51, 107
Farbsättigung 51, 107
Farbsättigungsgrad 107

Farbsaum 107
Farbschwelle 108
Farbsignal 108
Farbsperre 103
-Verstärker 108
Farbstreifen-Generator 108
Farb-Synchronisier-Signal 108
Farbtafel 57
Farbton 51, 108
farbtongleiche Wellenlänge ... 108
Farbträger 109
-Offset 109
-Unterdrückung 109
-Versatz 110
Farbträger-Regeneratoren 76
mit drei Transistoren 86
mit Röhrenbestückung 89
Farbtripel 110
Farb-Übersprechen 110
Farbvalenz 51, 110
Farbvektor 51, 110
Farbwahrnehmung
und Hellempfindlichkeit 50
und Licht 49
Farbwert 110
-Signal 110
Farbzeiger 110
FBA-Signal 110
FBAS-Signal 71, 110
FCC 227
-Stereo-Norm 227
-Verfahren 227
Fernseh-Bildröhre,
geschichtliche Entwicklung ... 172
Fernseh-Empfänger,
Heizstromzweig 176
Filter-Aufbau 20
Filterglieder 19
Fläche der reellen Farbarten .. 57
Flimmern 110
Frequenz, normierte 19
frequenzabhängige
Spannungsteilung 155
frequenzunabhängige
Spannungsteilung 155
Frequenzverkämmung 110
FS-Bildröhre,
geschichtliche Entwicklung ... 172
FS-Empfänger, Heizstromzweig 176
F-Signal 111

Gaußsche Methode 9
gebrochene Farbe 60, 111
Gegenstandsfarben 67
Mischen von 67
weiße 67
Gegentakt-B-Endstufe mit
komplementären Transistoren 286
Gegentakt-B-Verstärker mit
AD 152 für 4 W 267
für 5 W 267
für 8 W 267
Gegentakt-Endstufe ohne Aus-
gangs-Trafo 282
Genauigkeits-Kennzeichnung
von Zahlen 7
gesättigte und nicht gesättigte
Farben 54
geschichtliche Entwicklung der
FS-Bildröhre 172
Geschwindigkeits-Effekt 342
Gleichungssystem, lineares 9

Grau-Abgleich 111
Grenzdaten-Systeme für
Elektronen-Röhren 46
Grenzfrequenz und Zeitkonstante 45
Grenzfrequenzen 19
Grenzröhre 48
Grenzwert-Grundlage 48
Grün-Signal 111
-Statik 111
-Strahl 111
-System 111
Grundfarben beim Farb-FS 112
Grundglieder der Reaktanz-Filter 22

Halbglieder 19
Halbleiter-Diode im
FS-Heizstromzweig 182
Halbzeilen-Offset 112
Haltepunkt 339
Heißleiter schalten 322
Heizstromzweig
im FS-Empfänger 176
helladaptiertes Auge 50
Hell-Adaptierung 112
Hellempfindlichkeitsgrad,
spektraler 112
Hellempfindlichkeit und
Farbwahrnehmung 50
Helligkeit 112
Helligkeits-Flimmern 112
-Signal 112
-Verstärker 112
Hilfsträger 112
Hochpaß 19, 26
-Grundglied 27
-m-Glieder 30
Hochspannungs-Generator 113
-Stabilisierung 113
Hüllkurven-Verfahren 237, 242

Imaginärteil des Farbart-Signals 113
Impuls-Abtrennschaltung 149
-Verarbeitung mit PCH 200 ... 149
I, Q-Koordinatensystem 113
I-Richtung 113
I-Signal 113

Jalousie-Effekt 113

Kaltleiter, schalten 320
Kamm-Spektrum 113
Kanalverstärker für VHF 134
Kanten-Effekt 113
Kelvin-Funktionen 14
Kennzeichnen
der Farbart 51
einer genauen Zahl 7
einer Ungenauigkeit 7
einer Unsicherheit 7
kennzeichnende Wellenlänge .. 114
Kettenfilter 20
Killer 114
Kissen-Entzerrung 114, 170, 171
kissenförmig verzerrtes Raster . 169
Kompatibilität 114, 222
Kompensation von Änderungen
der Eingangs-Admittanz bei
Regelröhren 198
kompensative Wellenlänge 114
komplementäre Transistoren im
NF-Verstärker 286
Komplementärfarben 114
Komplementär-Farbtöne 64

komplexes Farbart-Signal 114
Komponenten
des Farbart-Signals 114
des Primär-Farbart-Signals .. 114
des Stereo-Multiplex-Signals 222
Kondensator
im FS-Heizstromzweig 181
Konfetti 115
konjugiert komplexes
Farbart-Signal 115
Konstant-Leuchtdichte-
Übertragung 115
Konvergenz 115
-Fehler 115
-Fehler, systematische 126
-Korrektur 115
-Korrektur, dynamische 99
-System 115
Korrekturströme 115

Lasurfarben 68
Lateral-Magnet 116
Laufzeit-Ausgleich 116
-Decoder 116
-Demodulator 116
-Leitung 116
Lebensdauer-Untersuchungen an
NSF-Tantalkondensatoren ... 196
Leistungsdichten 62
Leuchtdichte 116
-Signal 117
Prinzip der konstanten 117
Leuchtpunkt-Anordnung 117
Leuchtstoff-Farbarten 117
-Wirkungsgrad 117
Licht, monochromatisches 119
Licht und Farbwahrnehmung ... 49
Lichtstrahlung 118
unbunte 65
weiße 65
lineares Gleichungssystem 9
Linienspektrum 118
Links-Signal 222
Lochmaske 118
Lochmasken-Farb-FS-Bildröhre . 118
Ablenkeinheit 95
Ablenkschaltung 75
Luminanz 118
-Signal 118
-Verstärker 118
Luminophor 118

Magenta-Farben 49, 119
magnetische Abschirmung 95
Matrix-Schaltung 74, 119
Matrix-Verfahren 237
m-Glieder 23
m-Halbglied 29, 30, 31, 32
Mischen
von Farblichtstrahlungen 62
von Gegenstandsfarben 67
Mitnahme-Oszillator 119
Mittelröhre 48
Mixed-Highs-Prinzip 119
Modifikator 119
monochromatisches Licht 119
monochromes Bild 119
Monochrom-Kanal 120
m-Transformation 24

Nanometer 120
Nennwert-Grenzdaten 47

Nennwiderstand 23
Neu-PAL-Verfahren 120
Neutralisation 135
Neutrode, Kennzeichen einer .. 145
NF-Transistor AC 160, rauscharm 260
NF-Verstärker mit
komplementären Transistoren 286
nicht gesättigte und gesättigte
Farben 54
Normal-Grenzdaten 47
Normfarbwert-Anteile 53
Norm für Stereo-Rundfunk 227
normierte Frequenz 19
Normspektralwert-Anteile 53
Normspektralwerte 52
Normvalenzen 52
Notstrom-Aggregat 50 W, 50 Hz 302
NSF-Tantalkondensatoren,
Lebensdauer-Untersuchungen 196
NTSC 120
NTSC-Farbwiedergabe-Teil 71

Offset 120
Halbzeilen- 112
Viertelzeilen- 126
Oszillator im
Farbträger-Regenerator 80

PAL 120
-DL-Verfahren 120
-Farb-FS-Verfahren, allgemein 120
-Farbwiedergabe-Teil 72
-Neu-Verfahren 120
-Simple-Verfahren 121
-Standard-Verfahren 121
PC 900 für VHF-Eingangsstufen . 145
Schaltung für 200 MHz .. 146
PCH 200 für
Impuls-Verarbeitung 149
PCL 200 in Video-Endstufe 155
periodisches Schalten von
induktiver Last 335
Perlschnüre 121
Phasen-Brücke 79, 121
-Diskriminator 121
-Fehler 121
Phasenfehler, differentieller ... 99
dynamische 80
Phasenmaß 21
Phosphor 121
-Koeffizient 121
Pigmentfarben 68
Pilot-Signal 222, 227
II-Glied 19
II-Vollglied 20
II-Zwischenglied 20
Präzisions-Offset 122
Primär-Farbart-Signal 122
-Farbartsignal-
Komponenten 114, 122
-Farbsignal 122
Primärvalenzen 51
purifying 122
Purpurfarben 49
Purpurlinie 58, 122

Q-Richtung 122
-Signal 122
Quadratur-Fehler 122
-Modulation 123

Radial-Magnete 123
Raster, kissenförmig verzerrt ... 169

rate-Effekt 342
Rausch-Abstand
bei Stereo-Betrieb 232
rauscharmer NF-Transistor
AC 160 260
Rauschen bei
Stereo-Wiedergabe 228
Rauschleistungen bei
Mono- und Stereo-Betrieb ... 231
Rausch-Mittenfrequenz 262
Rauschsperre für FM-Empfänger 209
RC-Glied
als Hochpaß 41
als Tiefpaß 39
Reaktanz-Filter 19
Reaktanz-Kettenfilter berechnen 24
reaktanz-reziprok 22
Realteil des Farbart-Signals ... 123
Rechts-Signal 222
Reduktionsfaktoren 123
reduzierte Farb-Differenzsignale 123
reelle Farbart 57
Referenz-Oszillator 123
Referenzträger 123
Rekompatibilität 124
RE-Phosphor 124
Rot-Signal 124
-Statik 124
-Strahl 124
-System 124
Ruhestrom von Transistor-Gegentakt-B-Stufen stabilisieren ... 273

Sättigung 124, 311
Sättigungs-Bereich 312
-Grenzlinie 307
satte und blasse Farben 54
Schalten von Heißleitern 322
von Kaltleitern 320
Schalter-Verfahren 240
Schaltintervall 210
Schaltpunkt 339
Schalt-Zeitkonstante 312
Schwingneigung bei Spannungs-Stabilisator-Röhren 186, 187
SECAM-III-Farbwiedergabe-Teil 73
sequentielle Farbfernseh-Verfahren 124
Shadow Mask Tube 124
Simple-PAL-Verfahren 124
simultane
Farbfernseh-Verfahren 125
Skineffekt 17
Spannungs-Stabilisator-Röhre
mit Hilfsanode 186
Spannungsteilung,
frequenzabhängige 155
frequenzunabhängige 155
temperaturabhängige 274
Speicher-Zeitkonstante 312
spektraler
Hellempfindlichkeitsgrad 112
Spektralfarben 49
Spektralfarbenzug 57, 125
Spektralverkämmung 125
Sperrbereich 19,21
beim Transistor als Schalter .. 308
Sperrdämpfung 21
Sperr-Frequenzbereich 19
subtraktive Farbmischung 68
Summen-Signal 222
Synchron-Demodulator 125

systematische
Deckungsfehler 125
Konvergenzfehler 126
Stabilisieren des Ruhestromes von Transistor-Gegentakt-B-Stufen 273
Stabilisierungsschaltungen mit YA 1000 189
Stereo-Decoder, Übersicht 235
-Decoder mit Transistoren ... 242
-Frequenzbänder 227
-Frequenzen 227
-Haupt-Signal 222, 227
-Hilfsträger 222
-Multiplex-Signal, Aufbau ... 222
-Rundfunk-Norm 227
-Vorverstärker mit ECC 808 .. 255
-Wiedergabe, Rauschen bei .. 228
-Zusatz-Signal 222, 227
Sternglied 19
Steuergenerator in Vertikal-Ablenkschaltung 165
Stromverteilungsregelung in Transistor-Mischstufe 214

temperaturabhängige Spannungsteilung 274
Temperaturdurchgriff 273
T-Glied 19
thermische Instabilität bei Gegentakt-B-Endstufen vermeiden .. 280
Thomson-Funktionen 14
Thyristoren 338
Tiefpaß 19, 26
im Farbträger-Regenerator ... 80
-Grundglied 26, 32
-m-Glieder 28, 33
Toleranz-Grenzdaten 47
Transcoder 126
transformierte Farb-Differenzsignale 126
Transistor-Abfallzeit 310
-Anstiegszeit 310
-Ausschaltzeit 310
-Einschaltzeit 310
Mischstufe für Stromverteilungs-Regelung 214
-Rückwirkungs-Admittanz bestimmen 203
-Speicherzeit 310
-Verstärker ohne Ausgangs-Trafo 282
-Verzögerungszeit 310
Transistor als Schalter 307
für induktive Belastung 329
für kapazitive Belastung 324
für Wirkbelastung 317
Transistoren im 50 W-50 Hz-Notstrom-Aggregat 302
Treiberstufe im Gegentakt B-Verstärker
mit AD 152 268
mit komplementären Transistoren 289
Treiberstufe
in Vertikal-Ablenkschaltung .. 166
im 50 W-50 Hz-Notstrom-Aggregat 304
Trenn-Verfahren 237
Tripel 126
Triplet 126
T-Vollglied 20
T-Zwischenglied 20

Übergangsbereich 308
Übersicht über die
Stereo-Decoder 235
Übersteuern 311
Übersteuerungs-Bereich 312
-Faktor 311
Zeitkonstante 312
Übertragungsmaß 21
Umrechnung
zwischen Stern- und Dreieck-
Schaltung 35
zwischen T- und Π-Schaltung .. 35
Unbunt 55
unbunte bzw. weiße
Lichtstrahlung 55
unbunte Lichtstrahlung 65
ngenauigkeit
kennzeichnen 7
nsicherheit
kennzeichnen 7
Unsicherheitsbereich
festlegen 8

Verformung von Rechteck-
impulsen an RC-Gliedern 39
Verlustleistung
bei periodischem Schalten ... 316
und Verlustarbeit 319
Versatz 126
Verstärkerbereich für
Transistor als Schalter 308
Vertikal-Ablenkschaltung mit
AD 138/50 165
Verzögerungs-Leitung 126
VHF-Antennenverstärker mit
ECC 2000 134
-Breitbandverstärker mit
EC 8020 141
-Breitbandverstärker mit
ECC 2000 138
-Eingangsstufen mit PC 900 ... 145
-Kanalverstärker 134
Video-Endstufe mit PCL 200 155
-Verstärker
mit Transistoren 160
Vierschicht-Dioden 338
-Schalttrioden 338
Viertelzeilen-Offset 126
Virtuelle Farbarten 57
Vorstufen im Gegentakt-B-
Verstärker mit AD 152 268
Vorwiderstände im
FS-Heizstromzweig 180

Wechselspannungs- und Wechsel-
strom-Stabilisierungsschaltun-
gen mit YA 1000 189
Wechselstrom-Netzanschlußteil
für Transistor-Gegentakt-B-
Verstärker 301
Weiß-Abgleich 127
-Balance 127
-Punkt 127
weiße bzw. unbunte
Lichtstrahlung 55, 65
weiße Gegenstandsfarbe 67
Wellenfilter 19
Wellenlänge,
dominierende 99
farbtongleiche 108
kennzeichnende 114
Wellenwiderstände 20, 23

X-Richtung 127
-Signal 127
X, Z-Koordinatensystem 127

YA 1000 in Wechselspannungs-Stabilisierungsschaltungen ... 189
Y-Signal 127
-Verstärker 127

Zahlen, Genauigkeits-Kennzeichnung 7
Zeilen-Synchronisier-Signal für NTSC und PAL 127
Zeitkonstante und Grenzfrequenz 45
Zeit-Multiplex-Verfahren 240
Z-Richtung 127
-Signal 127
Zweistufiger Video-Verstärker . 160
Zwischenglied 20
ZZ 1010, Spannungs-Stabilisator-Röhre 186